



Universidade Federal de Santa Catarina  
Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica



Instituto de Eletrônica de Potência

# **MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO NÃO ISOLADO DE DOIS ESTÁGIOS**

Gustavo Carlos Knabben

Florianópolis  
2017



Gustavo Carlos Knabben

# **MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO NÃO ISOLADO DE DOIS ESTÁGIOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de  
Santa Catarina para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Co-orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Florianópolis  
2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Knabben, Gustavo Carlos  
Microinversor Fotovoltaico Não Isolado de Dois  
Estágios / Gustavo Carlos Knabben ; orientador,  
Denizar Cruz Martins; coorientador, Roberto  
Francisco Coelho - SC, 2017.  
252 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de  
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microinversor. 3.  
Fotovoltaico. 4. Rede Elétrica. 5. Controle. I.  
Martins, Denizar Cruz. II. Coelho, Roberto  
Francisco. III. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica. IV. Título.



Gustavo Carlos Knabben

## **MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO NÃO ISOLADO DE DOIS ESTÁGIOS**

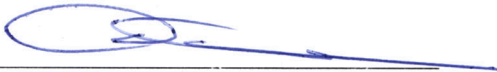
‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica’.

Florianópolis, 30 de março de 2017.



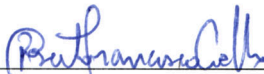
---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,  
Universidade Federal de Santa Catarina



---

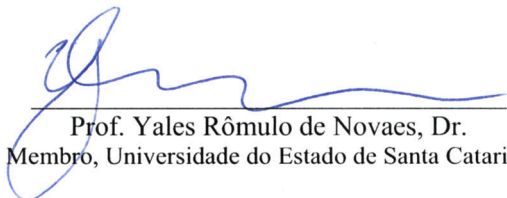
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.  
Orientador, Universidade Federal de Santa Catarina



---

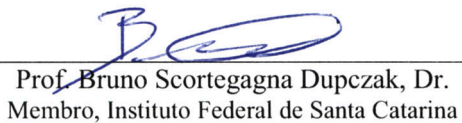
Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.  
Co-Orientador, Universidade Federal de Santa Catarina

Banca Examinadora:



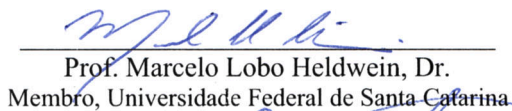
---

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.  
Membro, Universidade do Estado de Santa Catarina



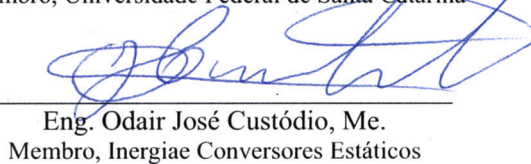
---

Prof. Bruno Scortegagna Dupczak, Dr.  
Membro, Instituto Federal de Santa Catarina



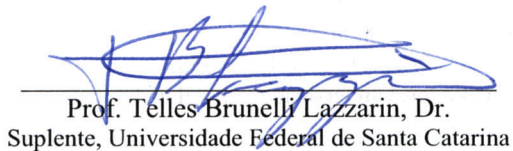
---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.  
Membro, Universidade Federal de Santa Catarina



---

Eng. Odair José Custódio, Me.  
Membro, Inergiae Conversores Estáticos



---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.  
Suplente, Universidade Federal de Santa Catarina

À minha família, a qual, pela graça  
de Deus, foi-me presenteada e re-  
presenta fonte incessável de amor,  
carinho e aconchego.



## AGRADECIMENTOS

Fico feliz que haja espaço, num documento tão técnico quanto este, para algumas palavras que destoam da linguagem que tenho usado nesses dois anos de mestrado. Na verdade, fico mais feliz ainda por chegar o momento em que posso agradecer àquelas pessoas que são realmente responsáveis pelo êxito desse trabalho. Afinal, temos uma vida fora do mestrado e, certamente, a caminhada trilhada é muito mais importante que a conquista do título.

O mestrado foi puxado. Tive algumas horas de sono a menos e dificuldades que, como costume dizer, me fizeram perder alguns fios de cabelo. Apesar disso, continuo com muita saúde física e mental, cheio de Espírito, com uma família amável sempre por perto e amigos para uma vida toda. Finalizo esse processo renovado, pronto para uma próxima etapa e convicto de que, com fé em Deus, ainda terei muito a aprender, superar, comemorar e viver ao longo dos dias que me têm sido presenteados aqui na Terra.

Optei por não citar nomes. Eu esqueceria alguém. Considero cada um que conviveu comigo nesses dois anos digno de agradecimentos. Vou apenas citar os lugares que frequentei e tenho certeza que cada um saberá a influência que teve na minha vida.

Começo agradecendo à minha família, que desde o início me apoiou nessa empreitada. O mestrado veio acompanhado de uma mudança de cidade. Nova rotina, novas responsabilidades (lavar roupa, limpar a casa, fazer comida, nada mais se fazia sozinho...) e novas companhias. Nunca fui desencorajado por eles, pelo contrário, só recebia palavras de apoio e orgulho pela decisão tomada. Cada ida a

Joinville, minha cidade natal, era uma alegria enorme. Aprendi a dar muito valor ao local que nasci e cresci, e todo retorno a Florianópolis era seguido de um sentimento de aperto por ter que esperar mais um período de tempo para revê-los. Na minha família estão os meus melhores amigos e agradeço a Deus pela vida de cada um. Amo muito vocês!

Meus amigos de Joinville também fizeram parte desse mestrado. Amizades que cultivo desde a época do Colégio Bom Jesus. Com muitos ainda tenho contato e dificilmente perderei. Chega a ser engraçado reencontrá-los. Normalmente demora a ocorrer. Mas quando acontece, parece que os vi no dia anterior. Incluo também algumas amizades que adquiri nos anos de UDESC, durante a graduação, que pelo grande valor que têm, podem ser colocadas lado a lado com as mais antigas.

Na UFSC, fui cercado de boas companhias. Nossa turma de mestrado do INEP foi bem unida e guardo boas lembranças desses dois anos, como as provas de 24h que nos faziam passar a madrugada na universidade; ou as seções de CS 1.6 na salinha dos créditos; ou mesmo os churrascos. Também as outras boas companhias do instituto, alunos e professores, que me auxiliaram frequentemente, tanto com ajuda técnica como com conselhos de vida; os técnicos e o secretário, que incomodei muito; e os colegas da Inergiae Conversores Estáticos, empresa que me transmitiu muito conhecimento. A preocupação dos integrantes do INEP está além da formação técnica, atingindo muito a formação pessoal dos seus alunos. Realmente, um lugar excelente para se estudar.

A Federal de Santa Catarina ainda me proporcionou outras excelentes oportunidades, como a criação do curso de robótica do Colégio de Aplicação, a representação discente no Colegiado da Pós-Graduação, a bolsa CNPq nível mestrado (sem a qual não teria condições de morar na capital) e a parceria com a iniciativa privada (que tornou meu projeto mais desafiador e formativo). Não poderia esquecer as amizades que cultivei na universidade fora do INEP. Todos vocês da UFSC fizeram minha estadia em Florianópolis muito mais divertida.

Agradeço muito aos que moraram comigo nesses dois anos. Dividir moradia não é algo fácil, exige compreensão e disposição constantes, mas nos torna mais responsáveis, mais maduros. Várias vezes deixei varais lotados de roupas e fui preguiçoso com a limpeza da casa; e isso nunca foi motivo para discussões ou desentendimentos. Pelo contrário, as pessoas com as quais morei se tornaram amigos. Gente que

abriu os ouvidos para meus problemas, me deu conselhos, me levou para passear e tornou uma possível estadia solitária numa constante parceria. Obrigado a vocês!

Esse tempo de mestrado também foi um renovo espiritual. Tive grande contato com irmãos cristãos e isso veio em ótima hora. Na IEQ do Saco dos Limões tive momentos de intensa comunhão, aprendi muito da vontade de Deus para nossa vida e recebi muitas bênçãos. Sou muito grato às pessoas que conheci, desde a célula Fruto Permanente até a célula Choice, passando pela rede de jovens Combate e pelo ministério de louvor Manifeste o Reino. Fui colocado em posições de honra, como tocar violão no grupo de louvor e ministrar a mensagem nas células que frequentei. Prazer enorme conviver e congregar com todos vocês. Abriram meus olhos para um novo mundo, o da verdade. Obrigado, meu Pai, por tudo que tens feito de mim.

Um forte abraço a todos os amigos! É nois.





“Podem te roubar tudo: casa, carro, dinheiro e pertences; mas o conhecimento, meu amigo, esse ninguém te tira.”

Egon Guilherme Fissmer  
(grande avô e amigo)



## RESUMO

Esta dissertação de mestrado apresenta o procedimento utilizado no projeto e construção de um protótipo de microinversor fotovoltaico, capaz de processar energia de um módulo fotovoltaico de silício cristalino de até 250 W de potência e injetá-la na rede elétrica com 220 V de valor eficaz de tensão e 60 Hz de frequência. O trabalho compreende revisão bibliográfica em microinversores comerciais, normas para conexão à rede elétrica, caracterização de geradores fotovoltaicos, topologias aplicadas a microinversores e influência das correntes de modo comum na operação desses equipamentos. Optou-se por processar a energia em dois estágios de conversão. O primeiro, cc-cc, é composto por um conversor *Boost* com célula de ganho. O segundo, cc-ca, principal foco desta dissertação, é o conversor em ponte completa com modulação dois níveis. A estratégia de controle é baseada em compensação da corrente injetada na rede elétrica, com imposição, por PLL, de uma forma de onda senoidal em fase com a tensão; regulação do barramento cc principal; técnica de MPPT; método de anti-ilhamento; partida suave de todo o sistema; algoritmos de proteção; e desacoplamento dos estágios cc-cc e cc-ca por filtragem ativa. A experimentação do sistema projetado e construído contou com resultados satisfatórios e de acordo com teoria e simulação.

Palavras-chave: Microinversor. Fotovoltaico. Rede Elétrica. Controle. Ponte Completa.



## **ABSTRACT**

This Master's Thesis presents the design and construction procedure of a photovoltaic (PV) micro-inverter prototype capable of absorbing energy from a 250 W crystalline silicon PV module and injecting into a 220 V / 60 Hz utility grid. The work includes a literature review on commercial micro-inverters, standards for connectins to grid, characterization of photovoltaic generators, topologies applied to microinverters and influence of common mode currents in the operation of these equipments. Two stages of conversion were choosen to process the energy. The first, dc-dc, is composed by a Boost converter with gain cell. The second, dc-ac, main focus of this work, is the Full-Bridge converter with two level sinusoidal modulation. The control strategy is based on current compensation; dc link voltage controlling; PLL; MPPT; anti-islanding method; soft start of the entire system; protection algorithms; and decoupling of the dc-dc and dc-ac stages by active filtering. The experimentation of the designed and constructed system reached satisfactory results, according to theory and simulation.

**Keywords:** Micro-Inverter. Photovoltaics. Utility Grid. Control. Full-Bridge.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Sistema composto por microinversores fotovoltaicos de dois estágios.....	45
Figura 1.2 – Imagem dos microinversores de três grandes fabricantes. ....	50
Figura 2.1 – Imagem de uma célula fotovoltaica de silício cristalino... ..	56
Figura 2.2 – Classificação de células fotovoltaicas em função do material utilizado [14].....	57
Figura 2.3 – Semicondutores com excesso de lacunas (a) e elétrons (b). ....	59
Figura 2.4 – Recombinação de cargas na criação da junção pn (a) e surgimento da região de depleção (b). ....	59
Figura 2.5 – Recorte da estrutura de uma célula fotovoltaica. ....	60
Figura 2.6 – Componentes da irradiância solar. ....	62
Figura 2.7 – Espectro eletromagnético da luz solar para diferentes índices AM.....	62
Figura 2.8 – Interpretação geométrica do índice AM.....	63
Figura 2.9 – Definição conceitual de célula, módulo e arranjo fotovoltaico. ....	64
Figura 2.10 – Curvas típicas de corrente (a) e potência (b) por tensão de geradores fotovoltaicos. ....	65
Figura 2.11 – Influência da temperatura (a) e da irradiância (b) na operação de um gerador fotovoltaico.....	66
Figura 2.12 – Célula fotovoltaica real (a) modelada por circuito elétrico (b).....	67

Figura 2.13 – Resultado da associação paralela dos componentes do modelo. ....	68
Figura 2.14 – Três variações do modelo equivalente ideal da célula fotovoltaica. ....	68
Figura 2.15 – Influência dos resistores série e paralelo na curva $I \times V$ ...	69
Figura 2.16 – Modelo realístico da célula fotovoltaica. ....	70
Figura 2.17 – Associação série de células fotovoltaicas idênticas. ....	71
Figura 2.18 – Modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico. ....	72
Figura 2.19 – Associação paralela de células fotovoltaicas idênticas. ...	73
Figura 2.20 – Rearranjo dos componentes do circuito para análise. ....	73
Figura 2.21 – Modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico. ....	75
Figura 2.22 – Modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico. ....	75
Figura 2.23 – Pontos peculiares das curvas de corrente e potência por tensão. ....	81
Figura 2.24 – Validação do modelo com o módulo KC200GT. ....	85
Figura 2.25 – Circuito de simulação de geradores fotovoltaicos do PSIM. ....	86
Figura 2.26 – Comparação do modelo matemático com o modelo de simulação. ....	86
Figura 3.1 – Estruturas monofásicas de conversores cc-ca consolidadas. <i>Push-Pull</i> (a), Meia Ponte (b) e Ponte Completa (c). ....	90
Figura 3.2 – Topologia H5. ....	91
Figura 3.3 – Topologia HERIC. ....	92
Figura 3.4 – Topologia FB-DCBP. ....	93
Figura 3.5 – Estrutura monofásica em ponte completa ou ponte H. ....	93
Figura 3.6 – Geração dos sinais de comando na modulação dois níveis. ....	95
Figura 3.7 – Geração dos sinais de comando na modulação três níveis. ....	95
Figura 3.8 – Caminho de circulação da corrente de modo comum. ....	96
Figura 3.9 – Circuito para análise da tensão de modo comum. ....	97
Figura 3.10 – Análise da tensão de modo comum do inversor HERIC. ....	98
Figura 3.11 – Resultados de simulação para três vertentes do inversor em ponte completa. ....	100



Figura 3.12 – Destaque para a região de conexão do filtro passa-baixa.	102
Figura 3.13 – Diferentes maneiras de implementar um filtro passa-baixa (a):	103
Figura 3.14 – Filtro $LCL$ com amortecimento passivo resistivo (a)....	104
Figura 3.15 – Filtro $LCL$ não amortecido com (a) e sem (b) o capacitor $C_l$ .	104
Figura 3.16 – Diagrama de Bode de magnitude das funções de transferência $H_1$ e $H_2$ .	105
Figura 3.17 – Filtro $LCL$ sem amortecimento (a) e seu equivalente ...	107
Figura 3.18 – Filtro $LCL$ com amortecimento passivo capacitivo-resistivo.	108
Figura 3.19 – Diagrama de Bode do filtro $LCL$ amortecido para diferentes valores de $R_a$ .	109
Figura 3.20 – Resultados de simulação do filtro $LCL$ projetado.	112
Figura 3.21 – Estratégia de controle do inversor proposto.	113
Figura 3.22 – Diagrama de blocos das malhas de controle do inversor.	114
Figura 3.23 – Circuito do conversor cc-ca proposto.	115
Figura 3.24 – Estudo da duração das etapas de operação na modulação dois níveis.	116
Figura 3.25 – Modelo médio de grandes sinais do inversor.	118
Figura 3.26 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída.	118
Figura 3.27 – Diagrama de Bode da $FTMA_{NC}$ da malha de corrente...	121
Figura 3.28 – Diagramas de Bode da $FTMA_C$ da malha de corrente...	123
Figura 3.29 – Circuito simulado para validação da malha de controle de corrente.	124
Figura 3.30 – Resultado de simulação da malha de controle de corrente.	125
Figura 3.31 – Diagrama de Bode do projeto do compensador multirressonante.	126
Figura 3.32 – Circuito equivalente do filtro $LCL$ para baixas frequências.	127
Figura 3.33 – Malha de controle de corrente com a perturbação de $v_r$ .	127

Figura 3.34 – Diagrama de blocos da estratégia de compensação por <i>feedforward</i> .....	128
Figura 3.35 – Diagrama de blocos das malhas de controle do inversor. .....	129
Figura 3.36 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de entrada. ....	130
Figura 3.37 – Circuito para obtenção da planta $G_{vi}$ .....	131
Figura 3.38 – Diagrama simplificado da malha de controle da tensão de entrada. ....	133
Figura 3.39 – Circuito de simulação para validação do controle de tensão.....	134
Figura 3.40 – Resultado de simulação do conversor operando com as duas malhas de controle.....	135
Figura 3.41 – Sobreposição dos sinais de corrente lido e de referência sem o filtro rejeita-faixa na leitura de tensão (a) e com o filtro (b). ....	135
Figura 3.42 – Diagrama de blocos da técnica de PLL utilizada.....	136
Figura 3.43 – Simulação da estratégia de PLL.....	138
Figura 3.44 – Resultados de simulação do PLL.....	138
Figura 3.45 – Cenário de operação do microinversor com a rede elétrica conectada. ....	139
Figura 3.46 – Cenário de operação do microinversor com a rede elétrica desconectada. ....	140
Figura 3.47 – Perfil de carga local utilizado para teste dos métodos de AI.....	141
Figura 3.48 – Detecção do ilhamento por sobre-frequência. ....	143
Figura 4.1 – Estágio cc-ca do microinversor sem filtro ativo. ....	146
Figura 4.2 – Formas de onda das grandezas na rede elétrica. ....	148
Figura 4.3 – Estágio cc-ca do microinversor com filtro ativo.....	149
Figura 4.4 – Formas de onda das grandezas na entrada do filtro ativo. .....	149
Figura 4.5 – Estrutura do filtro ativo em outra perspectiva.....	150
Figura 4.6 – Principais formas de onda da operação do filtro ativo como <i>buck</i> (a) e como <i>boost</i> (b). ....	151
Figura 4.7 – Ilustração do acionamento do filtro ativo. ....	153

Figura 4.8 – Formas de onda para projeto do indutor do filtro ativo...	155
Figura 4.9 – Formas de onda para projeto do capacitor do filtro ativo. .....	157
Figura 4.10 – Formas de onda para projeto do capacitor do filtro ativo. .....	158
Figura 4.11 – Estratégia de controle do circuito de filtragem ativa.....	159
Figura 4.12 – Diagrama de blocos para controle da tensão $v_{CF}$ . ....	160
Figura 4.13 – Circuito simulado para obtenção do modelo de planta $G$ . .....	160
Figura 4.14 – Resultados de simulação do circuito para obtenção de $G$ . .....	161
Figura 4.15 – Resultados de simulação do filtro ativo acoplado ao estágio cc-ca do microinversor. ....	162
Figura 5.1 – Circuito simulado para análise do sistema completo. ....	164
Figura 5.2 – Topologia do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho. ....	165
Figura 5.3 – Resultados da partida pelo lado do módulo fotovoltaico.	166
Figura 5.4 – Resultados da partida pelo lado da rede.....	167
Figura 5.5 – Análise da técnica de rastreamento da máxima potência.	168
Figura 5.6 – Qualidade da corrente injetada na rede elétrica. ....	168
Figura 5.7 – Distorção na corrente de saída causada pelo método de MPPT.....	169
Figura 5.8 – Distribuição das principais perdas teóricas do estágio cc-ca. .....	172
Figura 5.9 – Análise da comutação forçada em um braço do conversor. .....	172
Figura 5.10 – Análise da comutação suave em um braço do conversor. .....	173
Figura 5.11 – Simulação do estágio cc-ca com comutação forçada. ....	174
Figura 5.12 – Simulação do estágio cc-ca com comutação suave.....	175
Figura 5.13 – Fluxograma representativo da inicialização do microinversor. ....	176
Figura 5.14 – Imagem do protótipo construído. ....	178
Figura 6.1 – Principais correntes e tensões simuladas (a) e experimentais (b) no estágio cc-ca. Escalas – tempo: 5 ms/div; tensões: 200 V/div; correntes: 2 A/div. ....	182

Figura 6.2 – Detalhe na ondulação da tensão simulada (a) e experimental (b) do barramento. Escalas – tempo: 5 ms/div; $v_r$ : 200 V/div; $v_{Cb}$ : 20 V/div (acoplamento ca); $i_r$ : 5 A/div. ....	182
Figura 6.3 – Principais correntes e tensões simuladas (a) e experimentais (b) no microinversor. Escalas – tempo: 5 ms/div; $v_r$ : 200 V/div; $v_{pv}$ : 10 V/div; correntes: 5 A/div. ....	183
Figura 6.4 – Operação do MPPT com o módulo KB260-6BPA. Escalas – tempo: 200 ms/div; $v_r$ : 200 V/div; $v_{pv}$ : 10 V/div; $i_r$ : 2 A/div; $i_{pv}$ : 2 A/div. ....	184
Figura 6.5 – Detalhe na operação do algoritmo de MPPT. Escalas – tempo: 10 ms/div; $v_r$ : 200 V/div; $v_{pv}$ : 10 V/div; $i_r$ : 2 A/div; $i_{pv}$ : 2 A/div. ....	184
Figura 6.6 – Carga do barramento cc principal. Escalas – tempo: 200 ms/div; tensões: 200 V/div; $i_{Ll}$ : 5 A/div; $i_r$ : 1 A/div. ....	185
Figura 6.7 – Partida simultânea das malhas de controle da corrente de saída e do barramento cc (a), com destaque em (b). Escalas – tempo: 5 ms/div (a) e 20 $\mu$ s/div (b); tensões: 200 V/div; correntes: 5 A/div. ....	186
Figura 6.8 – Teste da malha de controle de corrente (carga resistiva) sem (a) e com (b) a malha de <i>feedforward</i> . Escalas – tempo: 2 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 50 mA/div. ....	186
Figura 6.9 – Comparação da desconexão da rede sem (a,b) e com (c,d) a estratégia de anti-ilhamento. Escalas – tempo: 20 ms/div; tensões: 100 V/div; corrente: 1 A/div. ....	187
Figura 6.10 – Operação do convercor sem (a) e com (b) o filtro ativo. Escalas – tempo: 5 ms/div; $v_{Cb}$ : 50 V/div; $v_{Cf}$ : 40 V/div; $i_r$ : 1 A/div; $i_{Lf}$ : 2 A/div. ....	188
Figura 6.11 – Carga do barramento $C_f$ . Escalas – tempo: 200 ms/div; tensões: 50 V/div. ....	189
Figura 6.12 – Análise harmônica da corrente injetada na rede para 210 W de potência injetada e 4,28 % de THD. ....	190
Figura 6.13 – Teste do microinversor utilizando fonte ca. ....	190
Figura 6.14 – Análise harmônica para o microinversor conectado à rede. ....	191
Figura 6.15 – Análise harmônica para o microinversor conectado à fonte ca. ....	191

Figura 6.16 – Curva de rendimento para parcelas da potência nominal. .....	192
Figura 7.1 – Fluxograma dos principais problemas que surgiram na dissertação e suas respectivas soluções adotadas.....	200



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Especificações dos módulos fotovoltaicos. ....	47
Tabela 1.2 – Modelos e países dos principais fabricantes de microinversores.....	48
Tabela 1.3 – Características elétricas e custo de alguns microinversores. .....	49
Tabela 1.4 – Principais especificações das três normas estudadas que garantem elevada qualidade da energia injetada na rede e segurança [12]......	51
Tabela 1.5 – Limites máximos de distorção por harmônico de corrente. .....	52
Tabela 2.1 – Relações matemáticas entre as grandezas do módulo fotovoltaico e das células que o compõe.....	74
Tabela 2.2 – Parâmetros da equação que descreve a curva I-V de geradores fotovoltaicos. ....	78
Tabela 2.3 – Dados do ensaio de referência do módulo KC200GT. ....	83
Tabela 2.4 – Parâmetros do módulo KC200GT. ....	84
Tabela 2.5 – Parâmetros do KC200GT para serem inseridos no PSIM. ....	86
Tabela 3.1 – Comparação numérica entre as vertentes de operação ...	101
Tabela 3.2 – Equações para projeto do filtro <i>LCL</i> dispostas .....	110
Tabela 3.3 – Especificações de projeto para cálculo dos parâmetros do filtro. ....	111
Tabela 3.4 – Valores calculados para os parâmetros do filtro <i>LCL</i> . ....	111
Tabela 3.5 – Parâmetros do controlador PR de corrente. ....	123

Tabela 3.6 – Ganhos do compensador multirressonante. ....	126
Tabela 3.7 – Parâmetros dos métodos de AI. ....	142
Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do filtro ativo. ....	156
Tabela 5.1 – Principais especificações da simulação do sistema completo. ....	165
Tabela 5.2 – Dimensionamento dos componentes passivos. ....	169
Tabela 5.3 – Dimensionamento dos interruptores $S_1$ a $S_4$ . ....	170
Tabela 5.4 – Dimensionamento do sensor de corrente. ....	170
Tabela 5.5 – Lista principal de componentes de potência. ....	170
Tabela 5.6 – Quantização das principais perdas teóricas do estágio cc-ca. .....	171
Tabela 5.7 – Descrição dos eventos de estado. ....	177
Tabela 5.8 – Descrição dos eventos de erro. ....	177



# SIMBOLOGIA

## SIGLAS E ACRÔNIMOS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AI	Anti-ilhamento
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ca	corrente alternada
cc	corrente contínua
CEC	<i>California Energy Commission</i>
CMC	Correntes de Modo Comum
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
EUR	Europa
FP	Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MDF	<i>Medium-Density Fiberboard</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	Maximum Power Point Tracking
NBR	denominação de norma da ABNT
NOCT	<i>Nominal Operating Cell Temperature</i>
PI	controlador proporcional + integrador
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	controlador proporcional + ressonante

PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SFS	<i>Sandia Frequency Shift</i>
SVS	<i>Sandia Voltage Shift</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

## UNIDADES

A	Ampère
dB	decibel
div	divisão
C	Coulomb
eV	elétron-Volt
F	Farad
g	grama
H	Henry
Hz	Hertz
J	Joule
K	Kelvin
m	metro
min	minuto
pu	por unidade
rad	radiano
R\$	Real
s	segundo
T	Tesla
US\$	Dólar Americano
V	Volt
W	Watt
°C	Grau Celsius
$\Omega$	Ohm
%	Porcento

## PREFIXOS

giga (G)	$10^9$
mega (M)	$10^6$

kilo(k)	$10^3$
centi (c)	$10^{-2}$
mili (m)	$10^{-3}$
micro ( $\mu$ )	$10^{-6}$
nano (n)	$10^{-9}$
pico (p)	$10^{-12}$

## GRANDEZAS E ELEMENTOS DE CIRCUITOS

$a$	Atraso na atuação do método SVS de AI
$A$	Fator de idealidade do diodo
$AM$	Índice de massa de ar ( <i>Air Mass</i> )
$C$	Capacitância ou capacitor
$C_1$	Capacitor 1 do filtro <i>LCL</i> (principal)
$C_2$	Capacitor 2 do filtro <i>LCL</i> (ramo de amortecimento)
$C_b$	Capacitor do barramento cc principal
$C_f$	Capacitor do filtro ativo
$cf_0$	Constante do método SFS de AI
$C_{ff}$	Compensador da malha de <i>feedforward</i> da corrente $i_r$
$C_i$	Compensador da malha de <i>feedback</i> da corrente $i_r$
$C_{mc}$	Capacitor de modo comum (capacitor parasita)
$C_{pll}$	Compensador do PLL
$C_{pv}$	Capacitor do barramento do módulo fotovoltaico
$C_v$	Compensador da malha de controle da tensão $v_{Cb}$
$d$	Razão cíclica
$D$	Razão cíclica constante (média)
$D_1$	Diodo de corpo do interruptor $S_1$ (Ponte Completa)
$D_2$	Diodo de corpo do interruptor $S_2$ (Ponte Completa)
$D_3$	Diodo de corpo do interruptor $S_3$ (Ponte Completa)
$D_4$	Diodo de corpo do interruptor $S_4$ (Ponte Completa)
$D_5$	Diodo de corpo do interruptor $S_5$ (filtro ativo)
$D_6$	Diodo de corpo do interruptor $S_6$ (filtro ativo)
$ds_5$	Razão cíclica do filtro ativo na operação como <i>buck</i>
$ds_6$	Razão cíclica do filtro ativo na operação como <i>boost</i>
$E_g$	Energia de banda proibida (energia de <i>gap</i> )
$erro_f$	Acumulador de erro do método SFS de AI
$erro_v$	Acumulador de erro do método SVS de AI

$f$	Frequência da rede elétrica
$f^*$	Valor de referência de $f$
$f_0$	Frequência de ressonância
$f_a$	Frequência de amostragem
$f_c$	Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i>
$f_s$	Frequência de comutação
$FTMA_C$	FTMA compensada
$FTMA_{Ci}$	FTMA compensada de corrente
$FTMA_{Cv}$	FTMA compensada de tensão
$FTMA_{NC}$	FTMA não compensada
$FTMA_{NCi}$	FTMA não compensada de corrente
$FTMA_{NCv}$	FTMA não compensada de tensão
$FTMF_i$	FTMF de corrente
$G_{id}$	Função de transferência da planta de corrente por razão cíclica do estágio cc-ca
$G_{vi}$	Função de transferência da planta de tensão por corrente do estágio cc-ca
$H_1$	Função de transferência 1 do filtro <i>LCL</i>
$H_2$	Função de transferência 2 do filtro <i>LCL</i>
$H_3$	Função de transferência 3 do filtro <i>LCL</i>
$H_{vCb}$	Função de transferência do filtro rejeita-faixa
$i$	Corrente variável
$I$	Corrente constante (média)
$I_0$	Corrente de saturação do diodo
$I_0^{ref}$	Corrente de saturação do diodo de referência
$i_{Cb}$	Corrente injetada/extraída no/do capacitor $C_b$
$I_{CC}$	Corrente de curto circuito
$I_{cel}$	Corrente na saída da célula fotovoltaica
$I_D$	Corrente no diodo do gerador fotovoltaico
$I_{Dcel}$	Corrente no diodo da célula fotovoltaica
$I_{Dmod}$	Corrente no diodo do módulo fotovoltaico
$I_F$	Fotocorrente do gerador fotovoltaico
$I_F^{ref}$	Fotocorrente do gerador fotovoltaico de referência
$I_{Fcel}$	Fotocorrente da célula fotovoltaica
$I_{Fcel}^{ref}$	Fotocorrente da célula fotovoltaica de referência
$I_{Fmod}$	Fotocorrente do módulo fotovoltaico
$I_{Fmod}^{ref}$	Fotocorrente do módulo fotovoltaico de referência

$i_{L1}$	Corrente no indutor $L_1$
$i_{Lf}$	Corrente no indutor $L_f$
$I_{Lf}$	Valor de pico de $i_{Lf}$
$I_{Lfmax}$	Valor máximo de $i_{Lf}$
$i_{mc}$	Corrente de modo comum
$I_{mod}$	Corrente na saída do módulo fotovoltaico
$I_{MP}$	Corrente no ponto de máxima potência
$i_{pv}$	Corrente na saída do módulo fotovoltaico
$i_r$	Corrente injetada/extraída na/da rede elétrica
$i_r^*$	Referência para o controle da corrente $i_r$
$I_r^{pico}$	Valor de pico de $i_r$
$I_r^{ef}$	Valor eficaz de $i_r$
$I_r^*$	Valor de pico de $i_r^*$
$I_{RP}$	Corrente do resistor paralelo do gerador fotovoltaico
$I_{RPcel}$	Corrente no resistor paralelo da célula fotovoltaica
$I_{RPmod}$	Corrente no resistor paralelo do módulo fotovoltaico
$i_{S5}$	Corrente no interruptor $S_5$
$i_x$	Corrente absorvida pela Ponte Completa no lado cc
$i_{xf}$	Corrente drenada do capacitor $C_b$ com o uso da filtra- gem ativa
$j$	Operador complexo
$k$	Constante de <i>Boltzmann</i>
$k_{ir}$	Ganho do sensor da corrente $i_r$
$k_m$	Ganho do bloco multiplicador
$k_p$	Ganho da parcela proporcional do compensador PR
$k_{pi}$	Ganho do compensador PI
$k_{PWM}$	Ganho do modulador PWM
$k_r$	Ganho da parcela ressonante do compensador PR
$K_{SFS}$	Ganho do método SFS de AI
$K_{SVS}$	Ganho do método SVS de AI
$k_{vCb}$	Ganho do sensor da tensão $v_{Cb}$
$k_{vr}$	Ganho do sensor da tensão $v_r$
$L$	Indutância ou indutor
$L_1$	Indutor 1 do filtro <i>LCL</i> (alta frequência)
$L_2$	Indutor 2 do filtro <i>LCL</i> (baixa frequência)
$L_f$	Indutor do filtro ativo
$L_f^{min}$	Mínima indutância $L_f$
$L_f^{max}$	Máxima indutância $L_f$

$M_f$	Margem de fase
$n_S$	Número de células fotovoltaicas associadas em série
$n_P$	Número de células fotovoltaicas associadas em paralelo
$P$	Potência média (ativa)
$P_{3\phi}$	Soma das potências instantâneas das fases a, b e c do PLL
$p_a$	Potência instantânea na fase a
$p_b$	Potência instantânea na fase b
$p_c$	Potência instantânea na fase c
$p_{Cb}$	Potência instantânea injetada/extraída no/do capacitor $C_b$
$P_{Cb}$	Potência ativa injetada/extraída no/do capacitor $C_b$
$P_{MP}$	Potência no ponto de máxima potência
$p_r$	Potência instantânea injetada/extraída na/da rede elétrica
$P_r$	Potência ativa injetada/extraída na/da rede elétrica
$P_{Rc}$	Potência dissipada no resistor $R_c$
$PWM$	Modulador PWM
$q$	Carga elementar (carga do elétron)
$Q_1$	Diodo de corpo do interruptor $Q_1$ (Ponte Completa)
$Q_2$	Diodo de corpo do interruptor $Q_2$ (Ponte Completa)
$Q_3$	Diodo de corpo do interruptor $Q_3$ (Ponte Completa)
$Q_4$	Diodo de corpo do interruptor $Q_4$ (Ponte Completa)
$Q_5$	Diodo de corpo do interruptor $Q_5$ (filtro ativo)
$Q_6$	Diodo de corpo do interruptor $Q_6$ (filtro ativo)
$Q_f$	Fator de qualidade da carga $RLC$ do método de AI
$R_a$	Resistor de amortecimento do filtro $LCL$
$R_c$	Resistor de carga
$R_{ca}$	Carga acoplada em paralelo à fonte $v_{ea}$
$R_P$	Resistor paralelo do gerador fotovoltaico
$R_{pcel}$	Resistência paralela da célula fotovoltaica
$R_{Pmod}$	Resistência paralela do módulo fotovoltaico
$R_S$	Resistor série do gerador fotovoltaico
$R_{Scel}$	Resistência série da célula fotovoltaica
$R_{Smod}$	Resistência série do módulo fotovoltaico

$s$	Frequência complexa (operador de Laplace)
$S$	Irradiância solar
$S^{ref}$	Irradiância solar de referência
$S_1$	Interruptor 1 (Ponte Completa)
$S_2$	Interruptor 2 (Ponte Completa)
$S_3$	Interruptor 3 (Ponte Completa)
$S_4$	Interruptor 4 (Ponte Completa)
$S_5$	Interruptor 5 (filtro ativo)
$S_6$	Interruptor 6 (filtro ativo)
$S_7$	Interruptor do conversor <i>Boost</i>
$t$	Tempo
$T$	Temperatura
$T^{ref}$	Temperatura de referência
$t_d$	Tempo morto
$T_K$	Temperatura em Kelvin
$T_K^{ref}$	Temperatura em Kelvin de referência
$T_S$	Período de comutação
$v$	Tensão variável
$V$	Tensão constante (média)
$v_a$	Tensão no nó a
$v_{ab}$	Tensão entre os nós a e b
$v_{an}$	Tensão entre os nós a e n
$v_b$	Tensão no nó b
$v_{bn}$	Tensão entre os nós b e n
$v_C$	Ação de controle do filtro ativo
$v_{C1}$	Parcela de $v_C$ relativa à redução da ondulação de $v_{Cb}$
$v_{C2}$	Parcela de $v_C$ relativa à regulação de $v_{Cf}$
$v_{C5}$	Ação de controle do filtro ativo na operação como <i>buck</i>
$v_{C6}$	Ação de controle do filtro ativo na operação como <i>boost</i>
$v_{ca}$	Tensão da fonte ca
$V_{CA}$	Tensão de circuito aberto
$v_{Cb}$	Tensão no capacitor $C_b$
$v_{Cb}^*$	Referência para o controle da tensão $v_{Cb}$
$V_{Cb}$	Tensão média no capacitor $C_b$
$v_{cc}$	Tensão da fonte cc
$V_{cel}$	Tensão na saída da célula fotovoltaica

$v_{Cf}$	Tensão no capacitor $v_{Cf}$
$V_{Cf}$	Tensão média no capacitor $C_f$
$v_{Cf}^*$	Referência para o controle da tensão $v_{Cf}$
$V_{Cf}^{m\acute{a}x}$	Valor máximo de $v_{Cf}$
$V_{Cf}^{m\acute{i}n}$	Valor mínimo de $v_{Cf}$
$v_{Cf}^{mod}$	Valor de $v_{Cf}$ por modelo matemático
$v_{Cff}$	Ação de controle do compensador $C_{ff}$
$v_{Ci}$	Ação de controle do compensador $C_i$
$v_{Cv}$	Ação de controle do compensador $C_v$
$V_{Cv}$	Valor de pico de $v_{Cv}$
$V_D$	Tensão no diodo do gerador fotovoltaico
$V_{Dcel}$	Tensão no diodo da célula fotovoltaica
$V_{Dmed}$	Corrente média no diodo
$V_{Dmod}$	Tensão no diodo do módulo fotovoltaico
$V_{DS}$	Tensão de bloqueio do MOSFET
$V_{ef}^k$	Valor eficaz de $v_r$ calculado pelo DSC no instante discreto $k$ (atual)
$V_{ef}^{k-1}$	Valor eficaz de $v_r$ calculado pelo DSC no instante discreto $k-1$ (anterior)
$V_L$	Tensão sobre o indutor $L$
$v_{Lf}$	Tensão no indutor $L_f$
$v_{mc}$	Tensão de modo comum
$V_{mod}$	Tensão na saída do módulo fotovoltaico
$V_{MP}$	Tensão no ponto de máxima potência
$v_{pll}$	Tensão de referência do PLL
$v_{pv}$	Tensão da saída do módulo fotovoltaico
$v_r$	Tensão da rede elétrica
$V_r^{pico}$	Valor de pico de $v_r$
$V_r^{ef}$	Valor eficaz de $v_r$
$V_{r1}$	Amplitude do harmônico fundamental de $v_r$
$V_{r3}$	Amplitude do terceiro harmônico de $v_r$
$V_{r5}$	Amplitude do quinto harmônico de $v_r$
$v_{ref}$	Tensão de referência
$V_{Sef}$	Corrente eficaz no interruptor
$V_{Sm}$	Corrente média no interruptor
$v_{tri}$	Tensão da portadora triangular
$V_{tri}$	Valor de pico da portadora triangular
$v_{tri1}$	Tensão da portadora triangular 1
$v_{tri2}$	Tensão da portadora triangular 2
$X_L$	Reatância indutiva



$\alpha$	Coefficiente angular da reta
$\alpha_C$	Fator de relação entre os capacitores $C_1$ e $C_2$
$\alpha_L$	Fator de relação entre os indutores $L_1$ e $L_2$
$\beta$	Coefficiente linear da reta
$\Delta I_{L1}$	Ondulação de corrente no indutor $L_1$
$\Delta t_1$	Intervalo de tempo 1
$\Delta t_2$	Intervalo de tempo 2
$\Delta t_3$	Intervalo de tempo 3
$\Delta V_{Cb}$	Ondulação de tensão no capacitor $C_b$
$\Delta V_{Cb\%}$	Ondulação percentual de tensão no capacitor $C_b$
$\Delta V_{Cf}$	Ondulação de tensão no capacitor $C_f$
$\phi$	Defasagem causada pelo filtro $LCL$
$\theta$	Posição angular do PLL
$\mu_{ICC}$	Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito
$\mu_{ICCmod}$	Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito da célula fotovoltaica
$\mu_{ICCmod}$	Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico
$\omega$	Frequência angular
$\omega_0$	Frequência angular de ressonância
$\omega_a$	Termo de amortecimento do compensador PR
$\omega_c$	Frequência angular de corte do filtro passa-baixa do método SVS de AI
$\omega_{Ci}$	Frequência angular de cruzamento do compensador $C_i$
$\omega_{Cv}$	Frequência angular de cruzamento do compensador $C_v$
$\omega_r$	Frequência angular de ressonância do compensador PR
$\omega_z$	Frequência angular do zero do compensador PI
$\eta_{CEC}$	Rendimento CEC
$\eta_{20\%}$	Rendimento para 20 % da potência nominal
$\langle \rangle_{T_s}$	Valor médio quase instantâneo (v.m.q.i.) dentro de um período de comutação $T_s$



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução Geral.....</b>	<b>43</b>
1.1	Motivação.....	43
1.2	Conceito de microinversor .....	44
1.3	Características de entrada e saída .....	46
1.4	Microinversores no mercado .....	48
1.5	Normatização.....	50
1.6	Objetivo, definições e estrutura do trabalho .....	53
<b>2</b>	<b>Caracterização Elétrica de Geradores Fotovoltaicos.....</b>	<b>55</b>
2.1	Introdução.....	55
2.2	A tecnologia fotovoltaica .....	55
2.3	Conceitos essenciais da geração fotovoltaica .....	58
2.3.1	Estrutura e funcionamento da célula fotovoltaica .....	58
2.3.2	Principais variáveis climáticas da fotogeração.....	61
2.3.3	Condições-padrão de ensaio.....	63
2.3.4	Associação de células fotovoltaicas e característica de saída .....	64
2.4	Modelagem de módulos fotovoltaicos.....	66
2.4.1	Circuito equivalente da célula fotovoltaica .....	66
2.4.2	Circuito equivalente do módulo fotovoltaico .....	70
2.4.3	Análise do circuito e determinação dos seus parâmetros .....	75
2.4.4	Validação experimental do modelo.....	83
2.5	Modelo de simulação no PSIM .....	85
2.6	Conclusão .....	87

<b>3</b>	<b>Estágio cc-ca do Microinversor .....</b>	<b>89</b>
3.1	Introdução .....	89
3.2	Conversores cc-ca monofásicos .....	89
3.3	Acionamento do conversor Ponte Completa e estudo das correntes de modo comum .....	93
3.4	Filtro passa-baixa de saída .....	101
3.4.1	Estruturas de filtro passa baixa .....	101
3.4.2	Metodologia de projeto do filtro <i>LCL</i> amortecido .....	104
3.4.3	Cálculo dos parâmetros do filtro e simulação .....	110
3.5	Modelagem e controle .....	112
3.5.1	Definição da estratégia de controle .....	113
3.5.2	Obtenção do modelo médio de grandes sinais .....	114
3.5.3	Projeto do compensador <i>feedback</i> da corrente de saída .....	118
3.5.4	Projeto do compensador <i>feedforward</i> da corrente de saída .....	126
3.5.5	Projeto do compensador da tensão de entrada .....	129
3.5.6	Laço de travamento de fase (PLL) .....	136
3.6	Estratégia de anti-ilhamento .....	139
3.7	Conclusão .....	143
<b>4</b>	<b>Filtro Ativo de Desacoplamento .....</b>	<b>145</b>
4.1	Introdução .....	145
4.2	Origem da oscilação de tensão de 120 Hz no barramento .....	146
4.3	Escolha e análise de uma estrutura de filtro ativo .....	148
4.3.1	Análise matemática da operação .....	150
4.3.2	Definição dos elementos passivos .....	153
4.3.3	Projeto da malha de controle .....	158
4.4	Simulação do estágio cc-ca com filtragem ativa .....	161
4.5	Conclusão .....	162
<b>5</b>	<b>Simulação e Construção do Sistema Completo .....</b>	<b>163</b>
5.1	Introdução .....	163
5.2	Simulação do microinversor .....	163
5.3	Dimensionamento e construção do protótipo .....	169
5.4	Conclusão .....	178

<b>6 Resultados Experimentais .....</b>	<b>181</b>
6.1 Introdução .....	181
6.2 Resultados no domínio do tempo .....	181
6.3 Análise harmônica e rendimento .....	189
6.4 Conclusão .....	192
<b>7 Considerações Finais .....</b>	<b>195</b>
7.1 Sumário da dissertação .....	195
7.2 Conclusão da dissertação .....	197
7.3 Trabalhos futuros .....	199
<b>Referências.....</b>	<b>203</b>
<b>Apêndice A.....</b>	<b>211</b>
<b>Apêndice B .....</b>	<b>227</b>
<b>Apêndice C.....</b>	<b>231</b>
<b>Apêndice D.....</b>	<b>237</b>
<b>Apêndice E .....</b>	<b>239</b>
<b>Apêndice F .....</b>	<b>245</b>
<b>Apêndice G.....</b>	<b>249</b>



# INTRODUÇÃO GERAL

“A pessoa que pensa que sabe alguma coisa ainda não tem a sabedoria que precisa.” 1 Co 8:2

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A utilização de fontes sustentáveis para geração de energia elétrica tem sido foco de discussões entre pesquisadores, empresas, governos e entusiastas nas últimas décadas. A popularidade que o tema alcançou é costumeiramente justificada pelo apelo ecológico associado, mas está também relacionada à necessidade de diversificação da matriz energética mundial e às vantagens que trazem as redes inteligentes ao consumo consciente de energia.

A geração fotovoltaica se apresenta como um dos destaques nesse contexto. Apesar de já estar sendo estudada há quase dois séculos (desde a descoberta do efeito fotovoltaico em 1839), ganhou ênfase ao longo das últimas décadas, acompanhada do desenvolvimento de diversos equipamentos para processamento eletrônico da energia. São encontrados, atualmente, sistemas fotovoltaicos em diversos âmbitos: desde pequenas plantas residenciais até amplas instalações industriais.

A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica comercial em aplicações residenciais está se tornando um segmento de grande crescimento no mercado de energias sustentáveis, principalmente na Europa, no Japão e nos Estados Unidos. No Brasil, a partir da aprovação da Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica tornou-se regulamentada, incentivando sua disseminação [1].

Uma tendência no mercado de equipamentos para processamento de energia solar fotovoltaica é o chamado microinversor. Por ser capaz

de conectar um único módulo à rede elétrica, possui vantagens referentes à modularidade e ao custo inicial de implantação.

A consolidação deste tipo de equipamento nos mercados europeu e norte americano, e ausência no mercado brasileiro, o torna assunto de interesse para trabalhos acadêmicos e é tema desta dissertação de mestrado. Os estudos que aqui se apresentarão terão o objetivo final de desenvolver um protótipo nacional de microinversor.

## 1.2 CONCEITO DE MICROINVERSOR

Um microinversor solar ou simplesmente microinversor é um dispositivo utilizado em aplicações fotovoltaicas capaz de converter corrente contínua (cc) gerada por um único módulo fotovoltaico em corrente alternada (ca) para injeção na rede elétrica. As saídas de dois ou mais microinversores podem ser combinadas para aumentar a potência instalada, isto é, o montante de energia injetado na rede elétrica [2], [3].

Os microinversores se diferenciam dos convencionais inversores *string* pela quantidade de módulos conectados: enquanto inversores *string* convertem a energia proveniente da associação de vários módulos fotovoltaicos, microinversores processam a energia oriunda de um único módulo. As principais vantagens dessa característica de modularidade são apontadas a seguir:

- Menor redução da potência gerada, devido a sombreamentos, pois a redução de potência fica restrita ao microinversor cujo módulo está sombreado, e não no sistema completo;
- Rastreamento individual do ponto de máxima potência e consequente aumento do rendimento;
- Manutenção e troca individual dos módulos, sem a necessidade de desconexão completa dos equipamentos que compõem o sistema;
- Custo inicial de instalação flexível com a quantidade de energia que o cliente deseja gerar;
- Fácil expansão do sistema, podendo ser realizada módulo a módulo.

Para maior ambientação com o conceito de microinversor,



sugere-se o acesso aos vídeos<sup>1</sup> demonstrativos das empresas SMA e ABB, por meio dos quais é possível compreender sua concepção, aplicação e instalação, além das vantagens, desvantagens e possibilidades de expansão e manutenção.

Conforme explica [1], um microinversor deve proporcionar ganho estático entre 10 e 20, uma vez que a tensão nos terminais de um módulo fotovoltaico é significativamente inferior ao valor de pico da tensão da rede elétrica comercial. De maneira geral, tal característica pode ser obtida a partir de um ou de dois estágios de conversão.

No caso de microinversores de dois estágios, ilustrados na Figura 1.1, normalmente o primeiro estágio, de conversão cc-cc, possui alto ganho e eleva a tensão cc dos módulos a um patamar superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica, além de realizar o rastreamento do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico. O segundo estágio, por sua vez, é responsável por injetar a energia na rede elétrica respeitando as normas da concessionária.

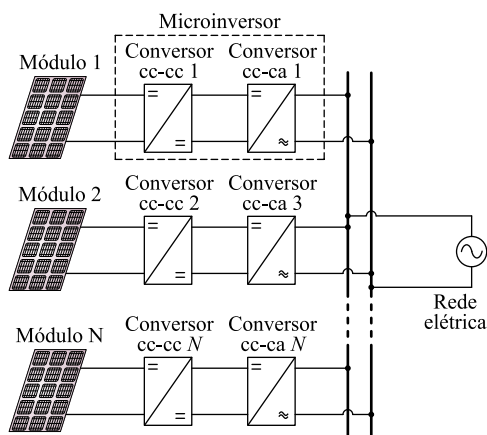


Figura 1.1 – Sistema composto por microinversores fotovoltaicos de dois estágios.

<sup>1</sup> <https://www.youtube.com/watch?v=77QAOI7sXt4>  
<https://www.youtube.com/watch?v=SwZ4aG52cPo>  
<https://www.youtube.com/watch?v=GSf7Xhsn-us>  
<https://www.youtube.com/watch?v=xesRYOX5aO8>

Em contrapartida, no caso dos microinversores de estágio único, o conversor cc-cc da Figura 1.1 é inexistente. Desse modo, o conversor cc-ca deve possuir ganho estático entre 10 e 20, além de ser responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência e pela injeção de energia na rede elétrica.

Uma topologia que recebe grande atenção para aplicação em microinversores de estágio único é o conversor Flyback [4]-[8], encontrado nos produtos da empresa Enfase. Já a empresa ABB tem apostado nos microinversores de duplo estágio [9]. Ambas as empresas atingem rendimentos da ordem de 96 % em seus produtos.

### 1.3 CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA E SAÍDA

A entrada de um microinversor é conectada a um módulo fotovoltaico, enquanto sua saída é conectada à rede elétrica. As características desses dois entes devem ser bem conhecidas para o correto dimensionamento do equipamento a ser projetado.

Basicamente, no que concerne à entrada, devem-se conhecer os níveis de tensão, corrente e potência do módulo fotovoltaico. Já na saída, tensão e frequência são fundamentais.

No caso da rede elétrica brasileira em baixa tensão, podem ser encontrados oito diferentes níveis de valor eficaz de tensão (em volts): 120/208, 110/220, 127/220, 220/380, 220/440, 115/230, 120/240 e 127/254 [10]. Considerando a possibilidade de conexão monofásica (fase-neutro) ou bifásica (fase-fase), o valor eficaz de 220 V torna-se predominante, aparecendo em quatro das oito possibilidades. As opções restantes possuem valores próximos a esse patamar (208, 230, 240 e 252 volts). Dessa forma, estabelece-se como base o valor de 220 V para a tensão eficaz de saída do microinversor. A frequência de 60 Hz da rede elétrica brasileira, por sua vez, é padrão para todo o território nacional.

Já a entrada do microinversor é dimensionada com base no módulo fotovoltaico que será acoplado. Buscando projetar o protótipo da maneira mais genérica possível, optou-se por analisar o mercado de geradores fotovoltaicos para se conhecer os níveis de tensão e potência mais comumente gerados pelos dispositivos comerciais.

São vários os fabricantes de geradores fotovoltaicos que possuem produtos no mercado. Para facilitar o dimensionamento de um sistema

de geração solar, alguns fabricantes de inversores, como SMA e Fronius, disponibilizam plataformas *online* que permitem escolher fabricantes e modelos de módulos para comporem uma determinada planta solar <sup>2</sup>.

Os modelos de módulos fotovoltaicos mais utilizados possuem potência de 150 W e 250 W de pico. Para facilitar a definição e ainda fomentar a indústria nacional, apresentam-se, na Tabela 1.1, as características de dois módulos fotovoltaicos de potências próximas às supracitadas, montados pela empresa brasileira DYA Energia Solar [11].

Destaca-se, novamente, a baixa tensão de saída nos terminais do módulo e a necessidade de elevação para adequá-la à tensão do barramento cc que, por restrições de projeto, deve ser superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica.

Tabela 1.1 – Especificações dos módulos fotovoltaicos.

Modelo	SV-240D20	SV140D12
Potência máxima [W]	240	140
Corrente em potência máxima [A]	8,06	7,92
Tensão em potência máxima [V]	30,1	17,8
Corrente de curto-circuito [A]	8,58	8,38
Tensão de circuito aberto [V]	37,8	22,5
Comprimento [mm]	1645	1485
Largura [mm]	981	655
Altura [mm]	34	34
Peso [kg]	16,4	11,4

Em termos de custo, foram orçados dois módulos comercializados pela DYA Energia Solar. Os preços dos módulos de 145 e 245 watts ficaram cotados em, respectivamente, R\$ 900,00 e R\$ 1150,00.

---

<sup>2</sup> <http://www.sunnydesignweb.com/sdweb/>  
<http://fronius.solarconfigurator.de/Solar.Configurator/>

## 1.4 MICROINVERSORES NO MERCADO

O conhecimento do mercado de microinversores é de suma importância para a especificação do protótipo que será desenvolvido. Com base nos catálogos de fabricantes e em páginas de divulgação de seus produtos, foram sintetizadas as principais características dos microinversores atualmente comercializados.

As atuais empresas fabricantes de microinversores para geração fotovoltaica são estrangeiras e, em grande parte, localizadas na Alemanha, Estados Unidos e China, tal como descreve a Tabela 1.2. As especificações pouco variam de empresa para empresa, como pode ser concluído analisando a Tabela 1.3.

A potência média dos microinversores pesquisados é de 262 W de pico, especificada de maneira a abranger a potência de grande parte dos módulos comercializados. Os módulos citados na seção 1.3 estão dentro dessa média. Nesse sentido, optou-se por definir a potência do protótipo de microinversor nacional em 250 W de pico, seguindo a tendência dos equipamentos já comercializados.

Tabela 1.2 – Modelos e países dos principais fabricantes de microinversores.

#	Fabricante	País	Modelo
1	SMA	Alemanha	Sunny Boy 240
2	ABB	Suíça	MICRO 0.25 MICRO 0.3
3	Enfase	EUA	M215 M250-60 M250-72 S230 S270
4	Siemens	Alemanha	SMII215R60 SMII250R60
5	INVOLAR	China	MAC250
6	ReneSola	EUA	Replus-250
7	iEnergy	Taiwan	GT260
8	Solar Panels Plus	EUA	MI-250-240A
9	Remon Solar	China	RM-WVC-260HF
10	Darfon	Taiwan	Micro Inverter

Destaca-se também o elevado rendimento que apresentam os microinversores dos fabricantes pesquisados, atingindo patamares de 96 % e exigindo um projeto que otimize esse parâmetro.

A tensão e a corrente máximas suportáveis pelos equipamentos catalogados evidenciam a aplicação do inversor a um único módulo e, novamente, destacam a necessidade do inversor apresentar elevado ganho de tensão.

Por fim, realizou-se um levantamento do custo de cada um dos microinversores pesquisados. A busca foi realizada em sítios *online* de venda e serve apenas como ordem de grandezas do preço desse tipo de equipamento. O preço médio também foi calculado e atinge o patamar de 156 dólares.

Tabela 1.3 – Características elétricas e custo de alguns microinversores.

#	Potência cc [W]	Potência ca [W]	Rendim. máx. [%]	Máx. tens. de ent. [V]	Máx. corr. de ent. [A]	Custo por pot. [US\$/W]
1	245	230	95,8	45	8,5	0,73
2	265	250	96,5	60	10,5	0,65
	320	300	96,5	60	10,5	0,54
3	190-270	225	95,7	48	10	0,64
	210-310	258	95,7	48	10	0,55
	210-310	258	95,7	48	10	0,55
	195-285	230	95,8	48	10	0,62
	230-350	270	95,6	60	10	0,53
4	190-260	215	96,3	45	10,5	0,62
	210-300	250	96,5	48	9,8	0,54
5	250	235	-	50	-	0,52
6	250	220	96,3	60	14	0,82
7	240-310	250	-	59	10	0,73
8	285	220	95,0	60	12	-
9	300	260	-	50	20	-
10	240	220	95,0	60	10	-
<b>Mín.</b>	190	215	95,0	45	8,5	0,54
<b>Méd.</b>	262	243	96	53	11	0,64
<b>Máx.</b>	350	300	96,5	60	20	0,73

A Figura 1.2 apresenta as imagens de três microinversores

fabricados pelas empresas SMA, ABB e Siemens, grandes fabricantes europeias. O microinversor da Siemens possui 21,5 cm de comprimento, 17 cm de largura e 2,9 cm de altura, revelando quão compactos são esses produtos.



Figura 1.2 – Imagem dos microinversores de três grandes fabricantes.

## 1.5 NORMATIZAÇÃO

Para que o microinversor seja caracterizado como sistema de processamento de energia solar fotovoltaica conectado à rede elétrica, este deve conter algumas funcionalidades básicas [12]:

- Estar em conformidade com os padrões de qualidade de energia para conexão com a rede elétrica;
- Conter dispositivos de proteção contra condições anormais de funcionamento da rede e do gerador fotovoltaico;
- Desativar em caso de ilhamento;
- Possuir sincronismo de fase com a rede; e
- Operar, sempre que possível, no processamento da máxima potência disponível pelo sistema.

Buscando padronizar essas funcionalidades dentre os inversores comerciais e garantir segurança de operação desse tipo de equipamento, foram criadas normas que regulamentam os sistemas de processamento de energia solar fotovoltaica. Internacionalmente, esses critérios estão estabelecidos basicamente pelas normas IEC 61727 e IEEE 929, para processamento de potências abaixo de 10 kW (caso do microinversor em questão). Nacionalmente, a NBR 16149, válida a partir de março de 2014, tem o papel de regulamentar os requisitos de interface de sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição brasileira.

A Tabela 1.4 reúne as principais especificações das normas

citadas que garantem a qualidade da energia injetada na rede elétrica. No intuito de desenvolver um protótipo de microinversor que possa ser adaptado sem grandes esforços a sistemas de distribuição nacionais e internacionais, serão aplicados ao projeto os casos mais restritivos dentre as três normas em questão.

Tabela 1.4 – Principais especificações das três normas estudadas que garantem elevada qualidade da energia injetada na rede e segurança [12].

Especificação	IEEE 929	IEC 61727	NBR 16149
Injeção de componente contínua de corrente <sup>3</sup>	0,5 %	1 %	0,5 %
THD <sub>i</sub>	5 %	5 %	5 %
Fator de potência (FP) <sup>4</sup>	0,85	0,90	0,90
Faixa de frequência de operação (Hz)	59,3 – 60,5	59,0 – 61,0	57,5 – 62,0
Tempo de desconexão após anomalia na frequência (s)	0,1	0,2	0,2
Faixa de tensão de operação (pu)	0,88 – 1,10	0,85 – 1,10	0,8 – 1,10
Tempo mínimo de reconexão à rede após falha (s)	-	20	20
Tempo máximo de reconexão à rede após falha (min)	5	5	5

É conveniente que a energia injetada pelo sistema fotovoltaico tenha baixos níveis de distorção harmônica de corrente, para garantir que nenhum efeito adverso ocorra em outro equipamento conectado à rede. Fora a restrição de 5 % na THD<sub>i</sub>, conforme Tabela 1.4, cada componente harmônica da corrente deve estar limitada aos valores apresentados na Tabela 1.5, dados em porcentagem da componente fundamental. Esses valores são fixados por ambas as normas IEC 61727 e NBR 16149.

O inversor deve também interromper o fornecimento de energia quando a rede, por motivos de falha ou desligamento proposital, é

<sup>3</sup> Porcentagem do valor eficaz da corrente nominal

<sup>4</sup> Para sistemas com potência abaixo de 3 kW, a NBR 16149 exige FP unitário

desenergizada. A operação continuada do inversor nesses casos é conhecida como operação em ilha e pode causar problemas nos equipamentos conectados ao sistema elétrico. Ainda em um caso mais crítico, o ilhamento pode provocar acidentes com os profissionais que prestam manutenção da rede (quando o desligamento é proposital).

Tabela 1.5 – Limites máximos de distorção por harmônico de corrente.

Tipo	Ordem	Limite da distorção
Harmônicos ímpares	3° ao 9°	4,0 %
	11° ao 15°	2,0 %
	17° ao 21°	1,5 %
	23° ao 33°	0,6 %
Harmônicos pares	2° ao 8°	1,0 %
	10° ao 32°	0,5 %

As três normas previamente citadas exigem a presença de uma estratégia de anti-ilhamento nos inversores fotovoltaicos; e a norma IEC 62116 regulamenta os procedimentos de ensaio e descreve uma diretiva para avaliar o desempenho das medidas de prevenção de ilhamento.

Ainda, o inversor deve possuir sincronismo de fase com a rede elétrica e rastreamento do ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico. Sincronismo, para garantir controle sobre o fluxo de potência e gerar reativos apenas quando se deseja auxiliar na melhoria da qualidade de energia da rede. E operação na máxima potência, para assegurar o máximo de aproveitamento da carga de geradores instalada.

Por fim, o microinversor pode ou não conter transformador. Apenas alguns países ainda exigem isolamento galvânica em inversores fotovoltaicos, como a Espanha, o que evidencia que essa questão ainda não está globalmente regulamentada. As normas até aqui estudadas (inclusive a brasileira) não exigem isolamento galvânica. Contudo, no caso de um inversor não isolado, é necessário que se monitore a corrente diferencial residual entre o equipamento e a rede e o desative caso esta apresente valores acima de 30 mA. Ademais, inversores não isolados necessitam de redundância de desconexão física (dois relés em série para dupla chance de atuação) [13].



## 1.6 OBJETIVO, DEFINIÇÕES E ESTRUTURA DO TRABALHO

Com base no que foi apresentado nesta introdução geral, objetiva-se desenvolver um protótipo de microinversor de alto rendimento e custo acessível para comercialização no mercado brasileiro. O equipamento deve estar em conformidade com os requisitos de qualidade de energia da Resolução Normativa ANEEL 482/12 e das normas IEEE 929, IEC 61727 e NBR 16149. Como objetivos específicos, destacam-se:

- Caracterização elétrica de módulos fotovoltaicos;
- Estudo das principais topologias de microinversores que dominam o mercado fotovoltaico;
- Concepção, especificação, simulação e dimensionamento de uma estrutura de conversor para emprego no estágio cc-ca do protótipo;
- Construção do protótipo final com a integração do conversor cc-ca ao conversor cc-cc de alto ganho e alto rendimento proposto por [1];
- Ensaios laboratoriais para análise de resultados experimentais.

Definiu-se a potência do protótipo de microinversor nacional em 250 W de pico na entrada, seguindo a tendência dos equipamentos já comercializados.

O ganho de tensão deverá ser elevado, uma vez que módulos fotovoltaicos a serem utilizados possuem tensão de operação entre 15 e 35 V e a tensão de saída deve estar acima do pico da tensão da rede, ou seja, acima de 311 V. Sendo assim, optou-se pela tensão de 400 V para o barramento cc principal.

Além disso, optou-se por construir o protótipo de dois estágios não-isolados conectados por barramento capacitivo, pois já se tinha desenvolvido um conversor *Boost* com célula de ganho [1] no Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC promissor para aplicação no estágio cc-cc de microinversores. O estágio cc-ca, por sua vez, é objeto de estudo dessa dissertação que, ao final, será conectado ao estágio cc-cc já desenvolvido para a concepção de um protótipo de microinversor.

O trabalho foi dividido em capítulos de maneira a apresentar cronologicamente as etapas concluídas ao longo do desenvolvimento. O Capítulo 2 apresenta a caracterização de geradores fotovoltaicos,

contendo revisão bibliográfica da atual tecnologia fotovoltaica e apresentação do modelo utilizado para simular módulos fotovoltaicos no *software* PSIM.

O Capítulo 3 mostra detalhadamente o procedimento adotado para projeto do estágio cc-ca do microinversor. Conta com revisão bibliográfica para escolha da topologia, acionamento da estrutura proposta, projeto do filtro de saída, modelagem e controle do conversor e simulações pontuais para validação. A estratégia de sincronismo com a rede elétrica e o método de anti-ilhamento também são expostos nesse capítulo.

O Capítulo 4 apresenta a análise teórica de uma estrutura de filtro ativo para redução da oscilação de 120 Hz no barramento principal do microinversor. Essa solução foi concebida durante a dissertação e incorporada ao projeto.

O Capítulo 5 disserta sobre a simulação do sistema completo, o dimensionamento dos componentes, a estimativa de perdas teóricas e a construção do protótipo. Este capítulo dá fechamento à análise teórica do microinversor e precede o Capítulo 6, no qual são apresentados os mais relevantes resultados experimentais obtidos durante os testes de bancada. Estes servem para validação de todo o projeto proposto.

As principais conclusões a respeito deste estudo estão reunidas no Capítulo 7, o qual também contém proposições para trabalhos futuros.

# CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA DE GERADORES FOTOVOLTAICOS

“Mas eu não me gabarei, pois quero que a opinião que as pessoas têm de mim se baseie naquilo que me viram fazer e me ouvirem dizer.” 2 Co 12:6

## 2.1 INTRODUÇÃO

Embora este trabalho tenha como foco o desenvolvimento do estágio cc-ca do protótipo de microinversor, considera-se que uma revisão da atual tecnologia fotovoltaica e dos principais conceitos que a permeiam é de fundamental importância. Além desses assuntos, este capítulo dissertará sobre o modelo utilizado para simular módulos fotovoltaicos no *software* PSIM.

## 2.2 A TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA

Em 1839, Alexandre Edmond Becquerel deu início aos estudos do que se tornaria um tema amplamente discutido nas décadas subsequentes: o efeito fotovoltaico, descoberto a partir da exposição à luz de placas metálicas mergulhadas em um eletrólito. A geração de uma pequena e inexplicável diferença de potencial apenas ficaria cientificamente esclarecida anos depois, após o surgimento da física de semicondutores e da teoria da dualidade onda-partícula, proposta por Albert Einstein em 1905 [14].

A consolidação da tecnologia fotovoltaica como fonte viável de geração de energia elétrica vem ocorrendo vagarosamente ao longo de quase dois séculos de história, sendo marcada pelo surgimento de materiais fotoconversores mais eficientes, redução dos custos e elevação

acentuada da produtividade. Desde a década de 70, devido ao forte apelo ecológico atrelado a incentivos cada vez maiores do emprego de fontes renováveis, a geração fotovoltaica tem crescido de forma exponencial e ganhado espaço em substituição às tradicionais matrizes energéticas [15].

A unidade básica de qualquer gerador fotovoltaico é conhecida como célula fotovoltaica, ilustrada na Figura 2.1. As primeiras células fotovoltaicas foram desenvolvidas em meados do século XX e imediatamente incorporadas às estações espaciais para suprimento energético. Seu rendimento chegava a 6%, sendo a busca pela elevação deste percentual o fator que impulsionou a continuidade dos estudos nas décadas seguintes.

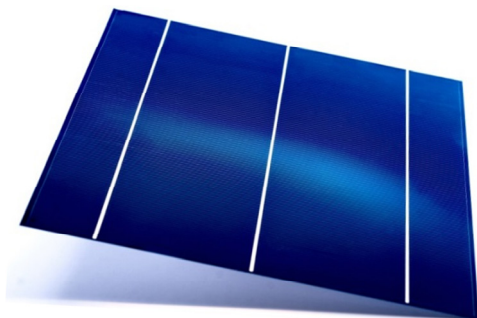


Figura 2.1 – Imagem de uma célula fotovoltaica de silício cristalino.

Atualmente, a classificação das células fotovoltaicas está dividida nas chamadas três gerações, relacionadas aos materiais empregados na fabricação desses dispositivos [15]-[18]. A primeira geração está baseada em células de silício cristalino, com rendimentos típicos estabelecidos entre 15 e 20 %. O silício amorfo é a base da segunda geração, apresentando baixo custo de produção em detrimento do rendimento, que aparece na ordem de 10 a 15 %. As células da terceira geração, por sua vez, empregam materiais orgânicos ou polímeros e são caracterizadas por apresentarem elevado rendimento, podendo ultrapassar 40 % em laboratório, mas com alto custo de produção. A Figura 2.2, extraída de [14], oferece uma visão geral do que foi exposto.

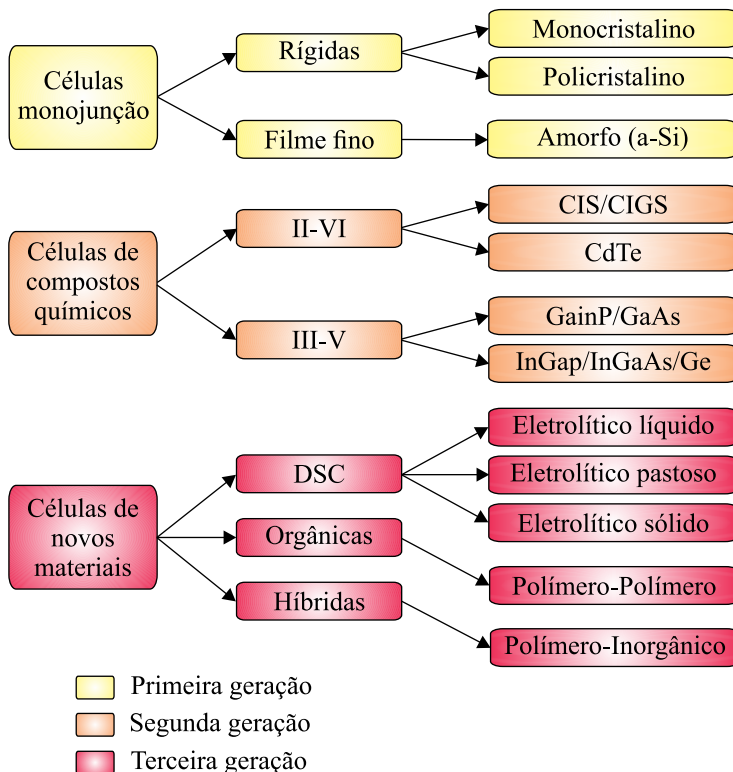


Figura 2.2 – Classificação de células fotovoltaicas em função do material utilizado [14].

Apesar dos avanços na concepção de células fotovoltaicas e dos estudos em materiais que apresentem maiores rendimentos de conversão de energia solar em energia elétrica, o silício permanece como matéria prima mais empregada no processo de fabricação. Esse fato está principalmente atrelado à viabilidade econômica de produção e à abundância desse elemento na superfície terrestre. Quando se contabiliza custo por potência (R\$/W), os geradores de silício ainda dominam o mercado.

Neste contexto, o presente capítulo tem por objetivo caracterizar geradores fotovoltaicos no que tange o seu funcionamento elétrico, de maneira a obter as tradicionais curvas I-V (corrente *versus* tensão), verificar os efeitos das condições climáticas nos níveis de tensão, de

corrente e de potência gerados, bem como sintetizar modelos orientados à realização de simulações. Os geradores de silício cristalino serão utilizados como objeto de estudo, sem perda de generalidade, por se destacarem no mercado fotovoltaico.

Cabe salientar que a obtenção de modelos acurados destinados à simulação de geradores fotovoltaicos é crucial ao correto projeto e dimensionamento de microinversores, principalmente no que concerne à análise de desempenho de algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês *Maximum Power Point Tracking* - MPPT).

## **2.3 CONCEITOS ESSENCIAIS DA GERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

Serão introduzidos, nesta seção, alguns conceitos essenciais à compreensão dos fenômenos relacionados à geração solar fotovoltaica, indispensáveis para o adequado projeto e dimensionamento do microinversor, alvo do presente estudo.

### **2.3.1 Estrutura e funcionamento da célula fotovoltaica**

Conforme explicitado na seção 2.2, os geradores fotovoltaicos construídos a partir de silício cristalino serão utilizados como referência aos estudos que se desenvolverão. Um cristal de Si na sua forma pura é chamado intrínseco. Neste tipo de semicondutor, a estrutura atômica é regular e formada por ligações covalentes advindas da associação dos quatro elétrons da camada de valência de cada um dos átomos [19]. Para temperaturas acima do zero absoluto, alguns elétrons podem se desprender do átomo e circular pelo cristal, sob a forma de portadores de carga negativa e positiva, respectivamente, elétrons livres e lacunas. Contudo, essa ionização (muito dependente da temperatura) é gerada aos pares, preservando a neutralidade elétrica da estrutura cristalina.

Adicionando-se, pois, certas impurezas de forma controlada ao semicondutor, este deixa de ser intrínseco e passa a ser extrínseco ou dopado. Mediante o processo de dopagem com elementos trivalentes (geralmente boro) e pentavalentes (geralmente fósforo), é possível obter substratos de silício com excesso de lacunas ou elétrons [14], conforme apresenta a Figura 2.3.

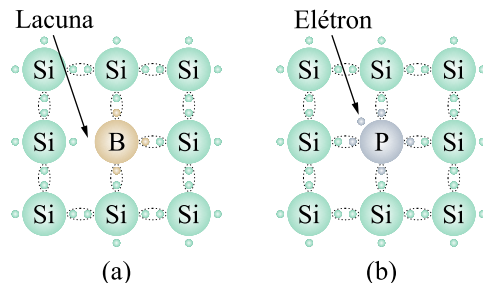


Figura 2.3 – Semicondutores com excesso de lacunas (a) e elétrons (b).

O semicondutor com excesso de lacunas é chamado de tipo *p* (por ser positivo em relação ao silício intrínseco); e o semicondutor com excesso de elétrons, de tipo *n* (por ser negativo). Os portadores de carga originados a partir do processo de dopagem do cristal intrínseco são denominados majoritários. Nota-se que, isoladamente, ambas as estruturas (tipo *p* e tipo *n*) permanecem eletricamente neutras, uma vez que possuem o mesmo número de prótons e elétrons, representados pelo mesmo número de sinais positivos e negativos na Figura 2.4(a).

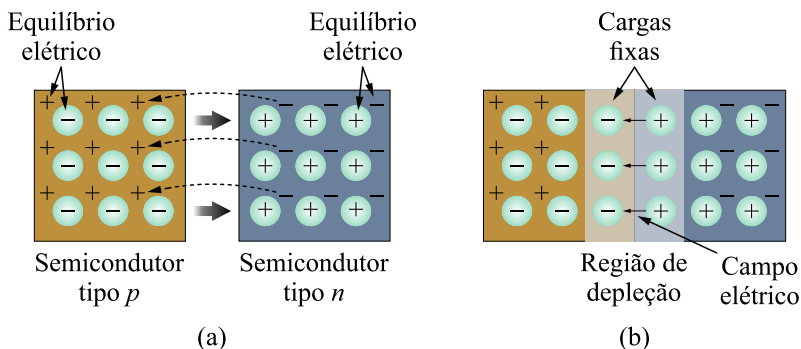


Figura 2.4 – Recombinação de cargas na criação da junção pn (a) e surgimento da região de depleção (b).

Da união entre os substratos *p* e *n*, obtém-se uma junção *pn*. Rapidamente, após a união, alguns elétrons livres do lado *n* se difundem para o lado *p* e preenchem algumas lacunas lá existentes (recombinação). Essa recombinação resulta no consequente desaparecimento dos elétrons que se deslocaram do lado *n* para o lado *p*, desaparecendo também as lacunas que receberam tais elétrons.

Nesse momento, as redes cristalinas  $p$  e  $n$  deixaram de ser eletricamente neutras, dado que o número de elétrons e prótons já não é mais o mesmo. O resultado disso é o surgimento de uma região de cargas fixas nas proximidades da junção, ou seja, não associadas a nenhum portador (região de depleção). Essas cargas (ou íons) geram um campo elétrico, conforme ilustra a Figura 2.4(b).

O campo elétrico gerado, que também pode ser analisado sob a ótica de uma diferença de potencial, cria uma barreira à passagem de mais elétrons do lado  $n$  para o lado  $p$ . A junção  $pn$  é dita estar em equilíbrio e a circulação de corrente neste dispositivo, portanto, está condicionada à aplicação de uma energia externa. Caso a energia seja fornecida por um circuito externo, a junção se comporta como um diodo; todavia, se a fonte de energia for a luz, a junção se comporta como um fotodiodo ou como uma célula solar fotovoltaica.

O impacto de fótons (pacotes de energia da luz) com os elétrons da junção  $pn$  é capaz de liberá-los da estrutura cristalina e gerar pares elétron-lacuna na camada de depleção. O campo elétrico da camada de depleção, por sua vez, atrai os elétrons livres para o lado  $n$  e as lacunas para o lado  $p$ , levando à circulação de uma corrente através da referida junção [19]. O fluxo de elétrons e lacunas, conhecido como fotocorrente, é proporcional à intensidade da luz incidente.

Para que haja a circulação da fotocorrente e esta seja utilizada na alimentação de uma determinada carga, contatos elétricos são adicionados a cada um dos substratos da junção  $pn$ , como mostra a Figura 2.5.

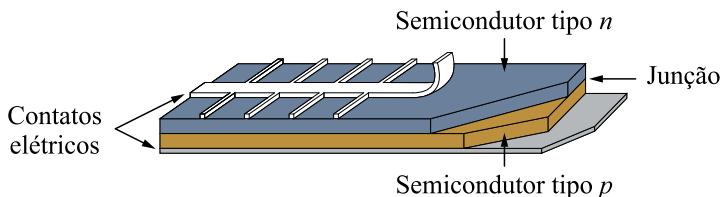


Figura 2.5 – Recorte da estrutura de uma célula fotovoltaica.

Os contatos da parte superior da célula são estrategicamente construídos para permitir a incidência da luz sobre o cristal de silício e, consequentemente, oportunizar a ocorrência do efeito fotovoltaico. Quanto maior a área da célula, mais material semicondutor estará



exposto à luz e, por conseguinte, mais corrente/potência será gerada pelo dispositivo. Da mesma forma, quanto maior é a potência da luz incidente, mais energia é gerada.

Conforme mencionado, células fotovoltaicas são o elemento básico da geração de energia solar fotovoltaica, apresentam áreas típicas estabelecidas entre 10 e 20 cm<sup>2</sup> e geram aproximadamente 0,6 V de tensão para potências de saída não superiores a 3 W. Seu funcionamento na conversão de energia solar em elétrica está intimamente ligado a dois fatores climáticos: radiação solar e temperatura. Enquanto a radiação (fótons) está diretamente relacionada à quantidade de elétrons desprendidos do cristal, a temperatura influencia no processo de ionização térmica dos portadores minoritários da junção *pn* e, portanto, na recombinação das cargas para geração da fotocorrente. O estudo de ambas as variáveis e suas influências se dará nas seções seguintes.

### 2.3.2 Principais variáveis climáticas da fotogeração

A energia emanada do sol, conhecida como radiação solar, chega à superfície terrestre através de ondas eletromagnéticas que se propagam no vácuo à velocidade da luz. Uma das formas de mensurar a radiação solar se dá por meio da irradiância  $S$  [W/m<sup>2</sup>], que descreve a potência contida na radiação que incide a cada metro quadrado de uma superfície. Segundo a Organização Mundial de Meteorologia, a parte externa da atmosfera está exposta a uma irradiância média de 1366 W/m<sup>2</sup>. Devido, contudo, aos fenômenos de reflexão e absorção da massa de ar atmosférica, nem toda essa energia transportada chega à superfície da Terra [14].

Calcula-se que localidades de baixas altitudes e próximas à Linha do Equador recebam uma irradiância solar média de 1000 W/m<sup>2</sup>, a céu aberto e ao meio dia. Naturalmente, esse valor não é constante para as demais regiões da Terra, variando de acordo com a latitude, nebulosidade e outros fenômenos meteorológicos. As parcelas de perda de irradiância na atmosfera são conhecidas como refletida e difusa, esboçadas na Figura 2.6.

Além disso, dependendo da inclinação do sol em relação a um determinado ponto na superfície terrestre, a espessura da camada de ar no caminho da radiação eletromagnética varia. Para mensurar tal variável, foi criado um índice conhecido por massa de ar, do inglês *Air*

*Mass* ( $AM$ ). Essa grandeza corresponde à normalização do caminho percorrido pela luz solar na atmosfera em relação ao menor caminho possível.

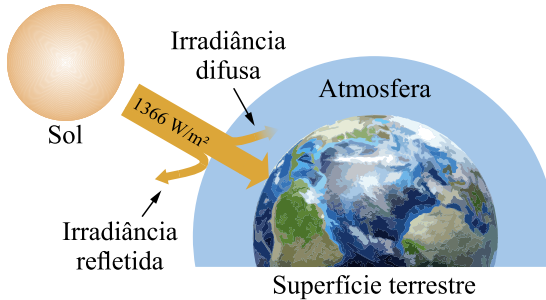


Figura 2.6 – Componentes da irradiância solar.

A magnitude do índice  $AM$  está associada à composição espectral dos raios solares que atingem a superfície da Terra, conforme procura mostrar o gráfico da Figura 2.7 [20].

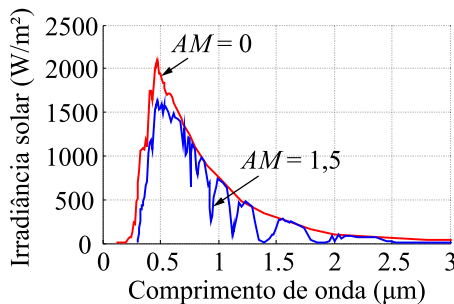


Figura 2.7 – Espectro eletromagnético da luz solar para diferentes índices  $AM$ .

Dependendo do valor de  $AM$  e do comprimento de onda da luz, os raios possuem maior ou menor intensidade. Conclui-se, de imediato, que nem todo o espectro da luz solar apresenta potência suficiente para ser convertida em energia elétrica, havendo degradação tanto para ondas longas como para ondas curtas. Segundo [15], esse fato está intimamente ligado ao baixo rendimento que apresentam as células fotovoltaicas.

O índice  $AM$  pode ser calculado conforme a equação (2.1) e sua interpretação geométrica está esboçada na Figura 2.8. Quanto maior o

ângulo  $\theta$ , menor será a componente direta da radiação incidente.

$$AM = \frac{1}{\cos \theta} \quad (2.1)$$

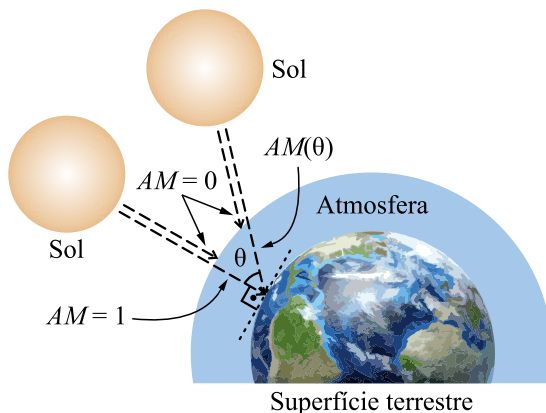


Figura 2.8 – Interpretação geométrica do índice AM.

A temperatura ( $T$ ) também é um fator determinante na geração fotovoltaica. Por medir o grau de agitação das moléculas, essa grandeza está ligada à concentração de portadores no cristal de silício, afetando, macroscopicamente, a tensão de saída da célula. Será visto que o aumento de temperatura provoca na redução dessa tensão e vice-versa.

### 2.3.3 Condições-padrão de ensaio

Uma vez que as variáveis climáticas alteram o funcionamento elétrico da célula fotovoltaica, comparações entre geradores de diferentes fabricantes devem ser realizadas sob as mesmas condições de ensaio. Como padrão, foram estabelecidos os valores de  $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $25^\circ\text{C}$  e 1,5 para as grandezas de irradiância solar ( $S$ ), temperatura ( $T$ ) e índice de massa de ar ( $AM$ ), respectivamente. Esse ponto de operação ficou denominado "condições-padrões de ensaio", do inglês *Standard Test Conditions* (STC).

Contudo, a célula dificilmente operará no STC. Na prática, em função do aquecimento que a radiação provoca num gerador exposto constantemente à luz solar, sua temperatura de operação estará acima dos  $25^\circ\text{C}$  padrões. Como norma, estabeleceu-se um novo ponto de

operação a ser disponibilizado pelos fabricantes no *datasheet* de seus produtos. Este é conhecido por "temperatura de operação nominal da célula", do inglês *Nominal Operating Cell Temperature* (NOCT), e caracterizado pelos valores respectivos de  $800 \text{ W/m}^2$ ,  $47^\circ\text{C}$  e 1,5 para  $S$ ,  $T$  e  $AM$ .

### 2.3.4 Associação de células fotovoltaicas e característica de saída

Devido à limitação de potência individual das células fotovoltaicas, estas podem ser associadas (via de regra em série) para compor os chamados módulos fotovoltaicos. Estes, por sua vez, ao serem associados em série e/ou em paralelo, originam os arranjos fotovoltaicos. A Figura 2.9, extraída de [21] ilustra o conceito exposto.

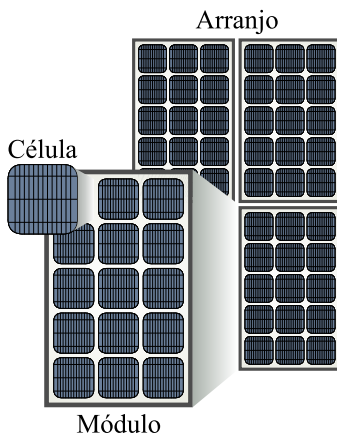


Figura 2.9 – Definição conceitual de célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

Os efeitos elétricos resultantes da associação de células serão melhor compreendidos na seção 2.4, que tratará do modelo elétrico da célula e seus principais parâmetros. Por ora, serão apresentadas apenas as principais características elétricas de saída de geradores fotovoltaicos (tensão, corrente e potência) e de que forma as variações climáticas alteram seus comportamentos.

As curvas típicas que relacionam a corrente e a potência como uma função da tensão gerada pelos dispositivos fotovoltaicos estão mostradas na Figura 2.10. Nelas, estão destacados os principais pares ordenados, que caracterizam seu funcionamento, sendo eles:

- Corrente de curto circuito ( $0, I_{CC}$ );
- Tensão de circuito aberto ( $V_{CA}, 0$ ); e
- Ponto de máxima potência ( $V_{MP}, I_{MP}$ ) ou ( $V_{MP}, P_{MP}$ ).

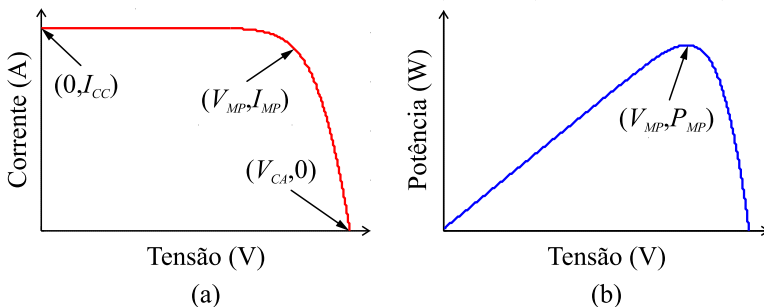


Figura 2.10 – Curvas típicas de corrente (a) e potência (b) por tensão de geradores fotovoltaicos.

No ponto  $(0, I_{CC})$ , os terminais do gerador fotovoltaico se encontram em curto circuito. Dessa forma, a tensão cai a zero e a corrente é máxima. Interessa destacar que próximo a esse ponto, o dispositivo se comporta como fonte de corrente constante, sendo o valor da corrente de saída proporcional à intensidade da radiação solar incidente.

Em  $(V_{CA}, 0)$ , os terminais estão em aberto, condição em que a corrente de saída é nula e a tensão do dispositivo é máxima. Analogamente ao ponto da corrente de curto circuito, nas proximidades do ponto de tensão de circuito aberto, o dispositivo apresenta característica de fonte de tensão constante, muito dependente da temperatura.

Por fim, os pontos  $(V_{MP}, I_{MP})$  e  $(V_{MP}, P_{MP})$  representam a região das curvas na qual a potência do gerador fotovoltaico é maximizada. Nesse local, nem a corrente e nem a tensão são máximas, logo, a maximização da potência no dispositivo é dependente da carga aplicada à sua saída.

A partir de um ponto de operação, variações na irradiância solar ( $S$ ) e na temperatura ( $T$ ) modificam a curva de corrente por tensão apresentada (e, consequentemente, a curva de potência por tensão). Ensaio com módulos fotovoltaicos mostram que variações em  $S$  influenciam quase que unicamente na corrente de saída, enquanto

variações em  $T$  pouco modificam os patamares de corrente, alterando mais significativamente os valores de tensão. A Figura 2.11 apresenta graficamente essa constatação experimental.

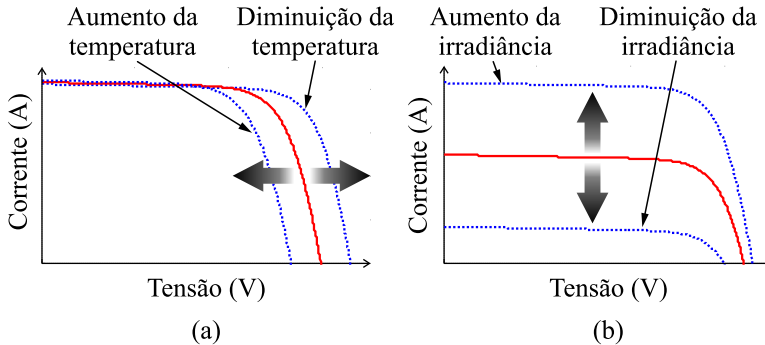


Figura 2.11 – Influência da temperatura (a) e da irradiância (b) na operação de um gerador fotovoltaico.

As taxas de variação da corrente de curto circuito  $I_{CC}$  e da tensão de circuito aberto  $V_{CA}$  com a temperatura  $T$  são disponibilizadas pelos *datasheets* dos fabricantes. Dessa forma, em posse dos valores extremos de temperatura na região que o gerador será instalado, é possível calcular os valores mínimos e máximos de tensão e de corrente a serem gerados, facilitando o correto dimensionamento do sistema.

## 2.4 MODELAGEM DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Em Eletrônica de Potência, perante a complexidade das estruturas analisadas, a simulação tornou-se uma ferramenta essencial ao projetista, permitindo comprovar a teoria estudada e investigar comportamentos antes do desenvolvimento prático [14]. O uso de um modelo acurado para a simulação de módulos fotovoltaicos é de crucial importância no presente estudo, pois permitirá agregar às simulações os efeitos de variações climáticas discutidos na seção 2.3. A seção que aqui se inicia é destinada à determinação deste modelo.

### 2.4.1 Circuito equivalente da célula fotovoltaica

Os *softwares* mais utilizados em Eletrônica de Potência para a análise de estruturas de conversores estáticos são os simuladores de

circuitos. Dentre eles, destacam-se o OrCAD, o PSIM, o Simplorer, o LTSpice e o próprio Simulink do Matlab. Pela potencialidade que o PSIM tem apresentado na simulação de estruturas e sistemas eletrônicos de potência, este foi o *software* escolhido para as simulações que envolverão módulos fotovoltaicos.

Para que um gerador fotovoltaico possa ser simulado no ambiente do PSIM, este deve ser construído por componentes eletrônicos, ou seja, o comportamento físico da célula fotovoltaica (e, conseqüentemente, do módulo fotovoltaico) deve ser representado na forma de circuito elétrico.

Como já apresentado, a célula fotovoltaica nada mais é do que uma junção *pn* que gera corrente elétrica quando exposta à luz. O componente semiconductor que agrega as características da junção *pn* nos simuladores de circuitos é o diodo. Associando este a uma fonte de corrente constante (que representa a fotocorrente), obtém-se o comportamento físico da célula fotovoltaica na forma de circuito elétrico, conforme esboça a Figura 2.12.

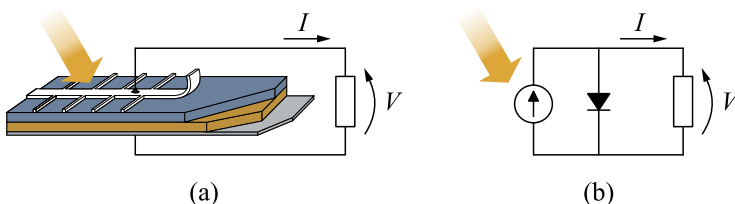


Figura 2.12 – Célula fotovoltaica real (a) modelada por circuito elétrico (b).

O circuito composto por uma fonte de corrente e um diodo é chamado de modelo equivalente ideal da célula fotovoltaica. A subtração da corrente que circula pelo diodo da parcela fotogerada resulta na corrente de saída da célula, tal como mostra a Figura 2.13.

Para tensão nula na carga ( $V = 0$ ), o diodo não se encontra polarizado e nenhuma corrente circula por ele. Logo, toda a fotocorrente circula pelos terminais da célula e as curvas da fonte de corrente e da carga se sobrepõem. À medida que a tensão na saída da célula cresce, o diodo polariza-se e entra em condução, conforme sua curva característica, acarretando na depreciação da corrente na carga. No instante que toda a fotocorrente circula pelo diodo, a carga se encontra em aberto e sua tensão é máxima.

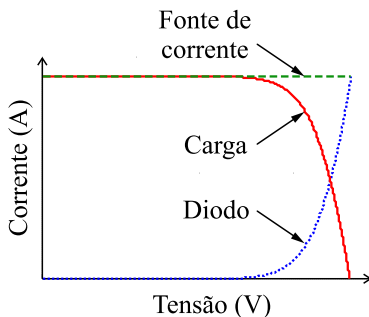


Figura 2.13 – Resultado da associação paralela dos componentes do modelo.

A partir do modelo elétrico ideal da célula fotovoltaica, variações foram propostas para melhor adaptar seu desempenho ao comportamento real do dispositivo. A literatura apresenta três sucessões do modelo ideal, que agregam resistências e diodos extras [20], [22], [23]. Suas estruturas são apresentadas na Figura 2.14.

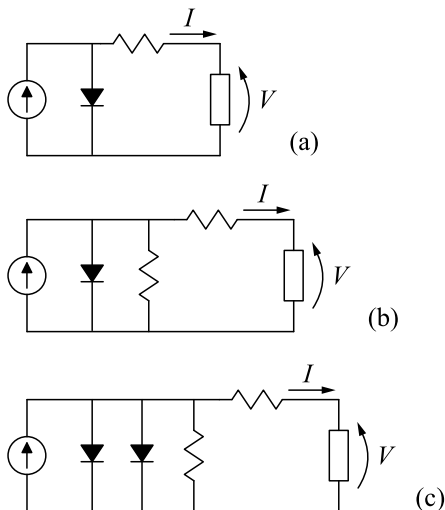


Figura 2.14 – Três variações do modelo equivalente ideal da célula fotovoltaica.

O modelo com acréscimo de um resistor, esboçado na Figura 2.14(a), procura representar as perdas ôhmicas nos contatos metálicos das células, assim como perdas decorrentes da conexão célula a célula, em módulos e arranjos fotovoltaicos. O comportamento desse modelo é



mais próximo do real, em relação ao modelo ideal, mas ainda acarreta erros devido a parâmetros não modelados [20], [22].

Recorre-se, então, ao modelo da Figura 2.14(b), em que um segundo resistor é adicionado, culminando em um modelo ainda mais acurado. Esse resistor, colocado em paralelo com o diodo, representa perdas internas associadas às correntes de fuga. A fidelidade deste modelo é considerada adequada na literatura e amplamente utilizada na modelagem de geradores fotovoltaicos [14], [20], [22]-[30].

A influência dos resistores série e paralelo na curva I-V da célula pode ser analisada na Figura 2.15. Analogamente ao que ocorre em modelos de fontes de corrente e de tensão, a introdução de resistências no modelo permite aproximar os resultados teóricos daqueles encontrados experimentalmente.

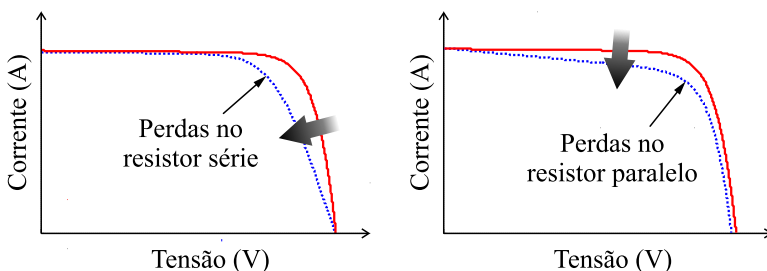


Figura 2.15 – Influência dos resistores série e paralelo na curva IxV.

A última variação do modelo ideal, esboçado na Figura 2.14(c), propõe a inserção de mais um diodo em paralelo à fonte de corrente. Este permite modelar com mais precisão as combinações de carga na região de depleção e garante mais precisão em baixas correntes de operação [27]-[30]. É o mais acurado dos modelos apresentados, mas não é recorrente na literatura devido à dificuldade na determinação de seus vários parâmetros.

Dentre os modelos apresentados, o de um único diodo e dois resistores foi o escolhido para representar o comportamento físico da célula fotovoltaica, por ser o mais empregado na literatura, garantir boa precisão nos resultados e ter parâmetros determináveis a partir dos dados experimentais de fabricantes. Seu circuito está repetido na Figura 2.16, agora acrescido dos símbolos adotados para seus componentes e grandezas elétricas, referidos como parâmetros da célula fotovoltaica.

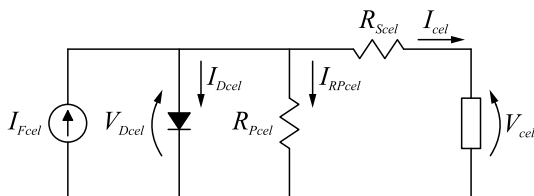


Figura 2.16 – Modelo realístico da célula fotovoltaica.

## 2.4.2 Circuito equivalente do módulo fotovoltaico

O módulo fotovoltaico nada mais é do que a associação de várias células em série ou em paralelo. Como a tensão da célula limita-se a valores entre zero e um volt, utiliza-se, costumeiramente, apenas a conexão série na construção do módulo, obtendo-se valores mais elevados de tensão nos terminais de saída. Contudo, na confecção de arranjos fotovoltaicos, tanto a conexão de módulos em série como em paralelo pode ser encontrada.

A associação de células provoca mudanças nos parâmetros do circuito equivalente apresentado na Figura 2.16. Técnicas de análise de circuitos elétricos podem ser empregadas para relacionar os parâmetros de um módulo com os parâmetros das células que o compõem.

A Figura 2.17(a) apresenta esquematicamente a associação série de  $n_s$  células fotovoltaicas. Considerado que as células associadas são idênticas<sup>5</sup> e estão expostas à mesma irradiância e temperatura ambiente<sup>6</sup>, é possível rearranjar os componentes do circuito de forma a colocá-los como apresenta a Figura 2.17(b). Os dois circuitos, da Figura 2.17(a) e da Figura 2.17(b), são idênticos e apresentam o mesmo comportamento elétrico. Reitera-se que tal rearranjo somente é permitido considerando-se a similaridade entre os parâmetros das células associadas.

Com o rearranjo realizado no circuito, fica possível aplicar as leis de *Kirchhoff* e reduzi-lo a um novo circuito compacto capaz de descrever o módulo fotovoltaico, esboçado na Figura 2.18. Este representa o modelo elétrico equivalente do módulo e seus parâmetros podem ser relacionados matematicamente aos parâmetros das células

<sup>5</sup> Essa consideração é plausível uma vez que no processo construtivo dos módulos fotovoltaicos as células utilizadas são muito semelhantes.

<sup>6</sup> A irradiância em distintos pontos do módulo pode ser diferente em virtude de imperfeições na superfície e de sujeira depositada. Essas condições adversas, contudo, não serão consideradas na modelagem.

que o compõe.

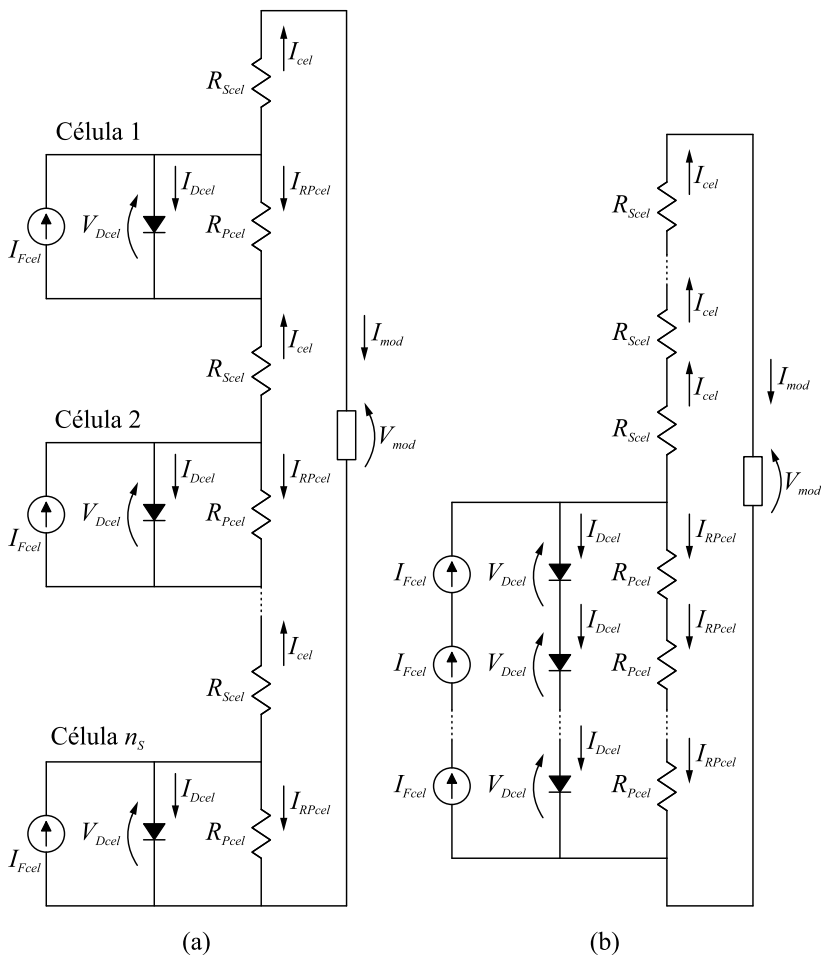


Figura 2.17 – Associação série de células fotovoltaicas idênticas.

Na conexão série, as correntes de um mesmo ramo são idênticas, enquanto as tensões são somadas. Além disso, os resistores conectados em série podem ser representados pela sua resistência equivalente. Nesse sentido, as expressões matemáticas de (2.2) são definidas.

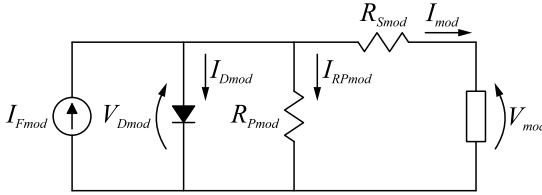


Figura 2.18 – Modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico.

$$\begin{aligned}
 R_{Smod} &= n_S R_{S_{cel}} & I_{Fmod} &= I_{F_{cel}} \\
 R_{Pmod} &= n_S R_{P_{cel}} & I_{Dmod} &= I_{D_{cel}} \\
 V_{Dmod} &= n_S V_{D_{cel}} & I_{RPmod} &= I_{RP_{cel}} \\
 V_{mod} &= n_S V_{cel} & I_{mod} &= I_{cel}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

As células podem também ser associadas de forma paralela, para oferecer aumento nos valores de corrente gerada. A Figura 2.19 mostra o circuito advindo da conexão paralela de  $n_p$  células. Considerando novamente a similaridade entre células fotovoltaicas de um mesmo módulo, o circuito pode ser rearranjado de maneira mais conveniente para a análise, conforme esboça a Figura 2.20.

O circuito compacto da Figura 2.18 obtido a partir da conexão série de células, o qual representa o modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico, também serve para a conexão paralela. Basta agrupar adequadamente, a partir da Figura 2.20, as fontes de corrente, os diodos e as resistências em componentes equivalentes, e obter as devidas relações matemáticas.

Na conexão paralela, as tensões sobre os componentes que compartilham dos mesmos nós são iguais e as correntes que entram ou saem de um mesmo nó são somadas. Além disso, os resistores conectados em paralelo podem ser representados pela sua resistência equivalente. Nesse sentido, as expressões matemáticas de (2.3) são definidas.

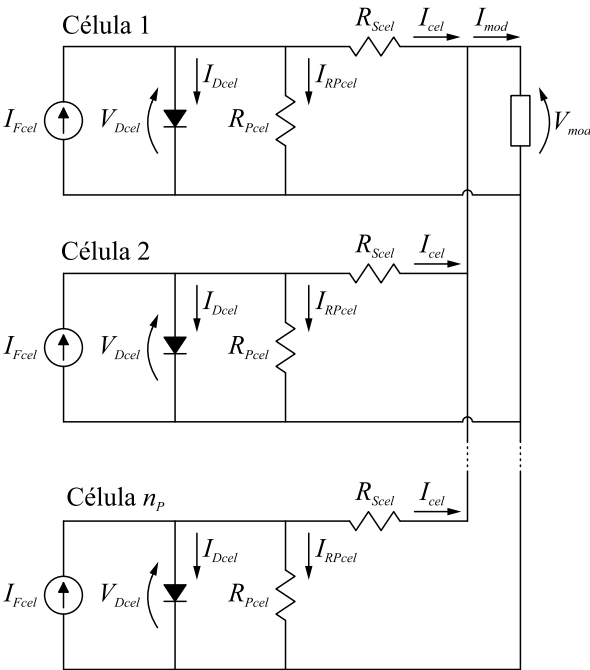


Figura 2.19 – Associação paralela de células fotovoltaicas idênticas.

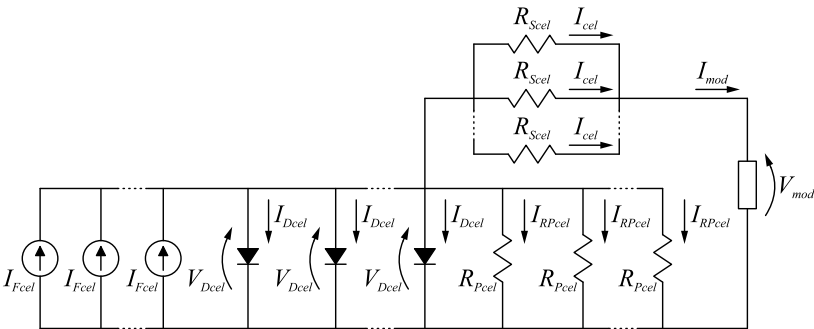


Figura 2.20 – Rearranjo dos componentes do circuito para análise.

$$\begin{aligned}
R_{Smod} &= \frac{R_{Scel}}{n_p} & I_{Fmod} &= n_p I_{Fcel} \\
R_{Pmod} &= \frac{R_{Pcel}}{n_p} & I_{Dmod} &= n_p I_{Dcel} \\
V_{Dmod} &= V_{Dcel} & I_{RPmod} &= n_p I_{RPcel} \\
V_{mod} &= V_{cel} & I_{mod} &= n_p I_{cel}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

As equações matemáticas que foram determinadas, reunidas na Tabela 1.1, permitem relacionar as grandezas do módulo fotovoltaico com as grandezas das células que o compõe (e vice-versa), bastando saber o número de células que estão associadas em série e em paralelo. Fica determinado, portanto, o circuito equivalente do módulo fotovoltaico. Sua estrutura, repetida na Figura 2.21, é idêntica ao circuito equivalente da célula fotovoltaica.

Tabela 2.1 – Relações matemáticas entre as grandezas do módulo fotovoltaico e das células que o compõe.

Grandeza	Célula	Módulo
Número de células em série	1	$n_s$
Número de células em paralelo	1	$n_p$
Resistência série	$R_{Scel}$	$R_{Smod} = \frac{n_s}{n_p} R_{Scel}$
Resistência paralela	$R_{Pcel}$	$R_{Pmod} = \frac{n_s}{n_p} R_{Pcel}$
Fotocorrente	$I_{Fcel}$	$I_{Fmod} = n_p I_{Fcel}$
Corrente no diodo	$I_{Dcel}$	$I_{Dmod} = n_p I_{Dcel}$
Corrente no resistor paralelo	$I_{RPcel}$	$I_{RPmod} = n_p I_{RPcel}$
Corrente de saída	$I_{cel}$	$I_{mod} = n_p I_{cel}$
Tensão no diodo	$V_{Dcel}$	$V_{Dmod} = n_s V_{Dcel}$
Tensão de saída	$V_{cel}$	$V_{mod} = n_s V_{cel}$

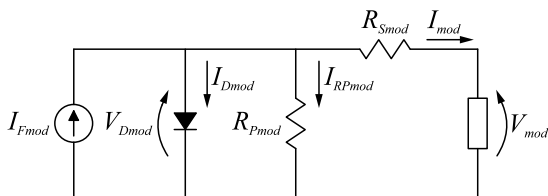


Figura 2.21 – Modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico.

### 2.4.3 Análise do circuito e determinação dos seus parâmetros

Uma vez definido o circuito elétrico que descreve o comportamento físico da célula e do módulo fotovoltaico, parte-se para sua análise, com o intuito de determinar os parâmetros que o descrevem e, por conseguinte, a curva característica I-V. Nesta análise será considerado um circuito de parâmetros genéricos, representado na Figura 2.22, já que os circuitos do módulo e da célula são idênticos. A partir das leis de Kirchhoff ao referido circuito, pode-se escrever as seguintes equações:

$$I = I_F - I_D - I_{RP} \quad (2.4)$$

$$V_D = R_S I + V \quad (2.5)$$

$$I_{RP} = \frac{V_D}{R_p} \quad (2.6)$$

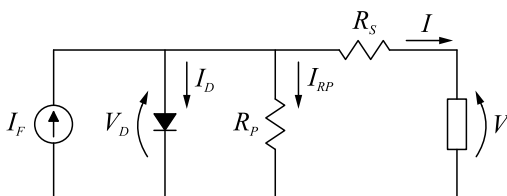


Figura 2.22 – Modelo elétrico equivalente do módulo fotovoltaico.

Substituindo (2.5) em (2.6) e o resultado encontrado em (2.4), chega-se a (2.7).

$$I = I_F - I_D - \frac{R_S I + V}{R_p} \quad (2.7)$$

A corrente no diodo pode ser rigorosamente aproximada pela

equação de *Shockley*, mostrada em (2.8). As constantes  $q$  e  $k$  correspondem, respectivamente, à carga do elétron e à constante de *Boltzmann*.  $T_K$  é a temperatura de junção do diodo, dada em Kelvin, e  $I_0$  é a chamada corrente de saturação, equacionada segundo a expressão (2.9).

$$I_D = I_0 \left( e^{\frac{qV_D}{AkT_K}} - 1 \right) \quad (2.8)$$

$$I_0 = I_0^{ref} \left( \frac{T_K}{T_K^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{Ak} \left( \frac{1}{T_K^{ref}} - \frac{1}{T_K} \right)} \quad (2.9)$$

Na equação,  $E_g$  é conhecida como energia de banda proibida, dada aqui em elétron-volts (eV). Já  $I_0^{ref}$  representa a corrente de saturação de referência, obtida a uma dada temperatura de referência conhecida  $T_K^{ref}$ .

A dedução dessas equações é complexa e baseada nas teorias da física de semicondutores. Embora não seja o intuito deste trabalho aprofundar esse tipo de conceituação, uma boa diretriz para a determinação dessas expressões pode ser encontrada na Seção A.1 do Apêndice A.

Ao substituir (2.9) em (2.8), e o resultado em (2.7), determina-se (2.10).

$$I = I_F - I_0^{ref} \left( \frac{T_K}{T_K^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{Ak} \left( \frac{1}{T_K^{ref}} - \frac{1}{T_K} \right)} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_p} \quad (2.10)$$

Como já mencionado, a fotocorrente  $I_F$  é dependente da irradiância solar e da temperatura às quais a célula (ou módulo) está submetida, conforme pode ser constatado a partir da análise dos resultados de ensaios que os fabricantes de módulos disponibilizam nas folhas de dados de seus produtos. O equacionamento que permite verificar tal foi feito com base nas curvas de *datasheet* do módulo KC200GT da Kyocera e pode ser generalizado para outros módulos fotovoltaicos, conforme é elucidado na Seção A.2 do Apêndice A, a



partir do qual se obteve a equação (2.11), aqui generalizada para módulo ou célula.

Em (2.11),  $I_F^{ref}$  representa a fotocorrente obtida para valores de irradiância  $S^{ref}$  (dada em W/m<sup>2</sup>) e de temperatura  $T^{ref}$  (dada em °C ou K) de referência. A grandeza  $\mu_{ICC}$  corresponde ao chamado coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito (dado em A/°C ou A/K), fornecido pelo fabricante. Por meio de (2.11), é possível corrigir a fotocorrente para quaisquer outros valores de  $S$  e de  $T$ , dados nas mesmas unidades que seus respectivos valores de referência.

$$I_F = \frac{S}{S^{ref}} I_F^{ref} + \mu_{ICC} (T - T^{ref}) \quad (2.11)$$

É importante destacar que a fotocorrente de referência e o coeficiente de temperatura dependem do número de células associadas. Em outras palavras, se a modelagem estiver sendo efetuada para uma célula fotovoltaica a partir dos parâmetros extraídos do *datasheet* de um módulo fotovoltaico, torna-se necessário adequar os valores de  $\mu_{ICC}$  e  $I_F^{ref}$  antes de proceder ao cálculo dos demais parâmetros, conforme (2.12). Tal adequação leva em conta os conceitos apresentados na seção 2.4.2, em que correntes são relacionadas pelo número de células associadas em paralelo e tensões pelo número de células associadas em série.

$$\begin{aligned} I_{Fmod}^{ref} &= n_p I_{Fcel}^{ref} \\ \mu_{ICCmod} &= n_p \mu_{ICCcel} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) em (2.10) determina-se a expressão final (2.13), a qual modela matematicamente células e módulos fotovoltaicos.

$$\begin{aligned} I = \frac{S}{S^{ref}} I_F^{ref} + \mu_{ICC} (T - T^{ref}) - \frac{R_S I + V}{R_p} + \dots \\ \dots - I_0^{ref} \left( \frac{T_K}{T_K^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{Ak} \left( \frac{1}{T_K^{ref}} - \frac{1}{T_K} \right)} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

A Tabela 2.2 descreve cada um dos parâmetros dessa equação, proporcionando uma visão global. Algumas grandezas possuem valores já atribuídos, como no caso das constantes físicas  $q$  e  $k$  e da energia de banda proibida  $E_g$  do silício.

$$q = 1,60217646 \times 10^{-19} \text{ C}$$

$$k = 1,3806503 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$E_g = 1,21 \text{ eV}$$

Nota-se, de imediato, que a corrente  $I$  na expressão (2.13) não pode ser analiticamente isolada, por se tratar de uma equação transcendental. Em outras palavras, a variável que se deseja isolar aparece, ao mesmo tempo, na base da equação e no argumento da exponencial. Nesse sentido, a corrente é matematicamente descrita como uma função da própria corrente e da tensão ( $I = f(I, V)$ ) e somente pode ser resolvida por meio do emprego de método numérico. Além disso, para solucioná-la, alguns parâmetros que dependem do módulo fotovoltaico precisam ser determinados ou especificados. É o caso de  $S^{ref}$ ,  $T^{ref}$ ,  $T_K^{ref}$ ,  $\mu_{ICC}$ ,  $I_F^{ref}$ ,  $I_0^{ref}$ ,  $A$ ,  $R_S$  e  $R_P$ .

Tabela 2.2 – Parâmetros da equação que descreve a curva I-V de geradores fotovoltaicos.

Grandeza	Símbolo	Unidade
Corrente de saída do gerador	$I$	A
Tensão de saída do gerador	$V$	V
Irradiância	$S$	W/m <sup>2</sup>
Irradiância de referência	$S^{ref}$	W/m <sup>2</sup>
Temperatura	$T$	°C ou K
Temperatura de referência	$T^{ref}$	°C ou K
Temperatura (Kelvin)	$T_K$	K
Temperatura de referência (Kelvin)	$T_K^{ref}$	K
Carga elementar	$q$	C
Constante de <i>Boltzmann</i>	$k$	J/K
Energia de banda proibida	$E_g$	eV
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	$\mu_{ICC}$	A/°C ou A/K
Fotocorrente de referência	$I_F^{ref}$	A
Corrente de saturação de referência	$I_0^{ref}$	A
Fator de idealidade	$A$	-
Resistência série	$R_S$	Ω
Resistência paralela	$R_P$	Ω

Como primeiro passo na determinação dos parâmetros, considerar-se-á que o módulo fotovoltaico se encontra nas condições climáticas de referência, ou seja,  $S = S^{ref}$ ,  $T = T^{ref}$  e  $T_K = T_K^{ref}$ . Isso reduz (2.13) a (2.14). Nessa nova e mais compacta equação, os parâmetros a determinar são agora cinco ( $I_F^{ref}$ ,  $I_0^{ref}$ ,  $A$ ,  $R_S$  e  $R_P$ ).

$$I = f(I, V) = I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{A k T_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_P} \quad (2.14)$$

Da teoria matemática, sabe-se que cinco equações são necessárias para que um sistema de cinco incógnitas seja possível e determinado. Para se obter cinco equações, uma possibilidade seria conhecer cinco pares de pontos da curva I-V. Essa é uma boa solução quando se dispõe de curvas fielmente traçadas a partir de resultados experimentais.

Quando se deseja, contudo, calcular os cinco parâmetros citados a partir das folhas de dados dos fabricantes, algumas observações impedem que isso se concretize:

- Os *datasheet* fornecem apenas os três pontos principais dos módulos, medidos nas condições de referência (STC). São eles:  $(0, I_{CC})$ ;  $(V_{CA}, 0)$ ; e  $(V_{MP}, I_{MP})$ ;
- Nem todos os fabricantes fornecem curvas em seus *datasheets*;
- As curvas fornecidas por alguns fabricantes podem não ser fieis ao módulo comercializado, oferecendo apenas um esboço da característica de corrente por tensão.

Posto isso, com os três principais pontos que são fornecidos por todos os fabricantes em suas folhas de dados, podem-se obter as equações (2.15), (2.16) e (2.17) a partir de (2.14). Faltariam, entretanto, duas outras equações que necessitariam ser determinadas de maneira alternativa, que não pela obtenção de mais dois pontos das curvas dos fabricantes (pelos motivos já expostos).

$$I = f(I, V) \Bigg|_{\substack{V=0 \\ I=I_{CC}}} \rightarrow I_{CC} = I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q R_S I_{CC}}{A k T_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I_{CC}}{R_P} \quad (2.15)$$

$$I = f(I, V) \Big|_{\substack{V=V_{CA} \\ I=0}} \rightarrow 0 = I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{qV_{CA}}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{V_{CA}}{R_p} \quad (2.16)$$

$$I = f(I, V) \Big|_{\substack{V=V_{MP} \\ I=I_{MP}}} \rightarrow I_{MP} = I_F^{ref} - \frac{R_S I_{MP} + V_{MP}}{R_p} + \dots \quad (2.17)$$

$$\dots - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I_{MP} + V_{MP})}{AkT_K}} - 1 \right)$$

O caminho para a determinação das duas equações restantes está no equacionamento da derivada da corrente pela tensão e na derivada da potência pela tensão, matematicamente expressas em (2.18) e (2.19), aplicadas aos respectivos pontos de corrente de curto circuito e de máxima potência.

$$\frac{dI}{dV} \Big|_{\substack{V=0 \\ I=I_{CC}}} = \frac{d}{dV} \left\{ I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_p} \right\} \Big|_{\substack{V=0 \\ I=I_{CC}}} \quad (2.18)$$

$$\frac{dP}{dV} \Big|_{\substack{V=V_{MP} \\ I=I_{MP}}} = \frac{d}{dV} \left\{ V \left[ I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_p} \right] \right\} \Big|_{\substack{V=V_{MP} \\ I=I_{MP}}} \quad (2.19)$$

Nos pontos descritos, as curvas de corrente por tensão e de potência por tensão do módulo fotovoltaico apresentam comportamentos peculiares. Na primeira curva mencionada, a inclinação para baixas tensões é rigorosamente aproximada pelo negativo do inverso da resistência paralela  $R_p$ . A prova dessa afirmação está disponível para consulta na Seção A.3 do Apêndice A. Já para a segunda curva mencionada, a existência de uma inflexão sobre o ponto de máxima potência permite anular a derivada. Ambas as considerações estão ilustradas na Figura 2.23.

As respectivas derivadas foram calculadas e estão apresentadas sob a forma das expressões em (2.20) e (2.21). O cálculo delas é apresentado na Seção A.4 do Apêndice A, juntamente com a validação

dos resultados via simulação.

$$\frac{dI}{dV} = - \frac{\frac{qI_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{1}{R_p}}{\frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{R_S}{R_p} + 1} \quad (2.20)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{I_F^{ref} - I_0^{ref} \left\{ \left[ 1 + \frac{q(V - R_S I)}{AkT_K} \right] e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right\} - \frac{2V}{R_p}}{1 + \frac{R_S}{R_p} + \frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}}} \quad (2.21)$$

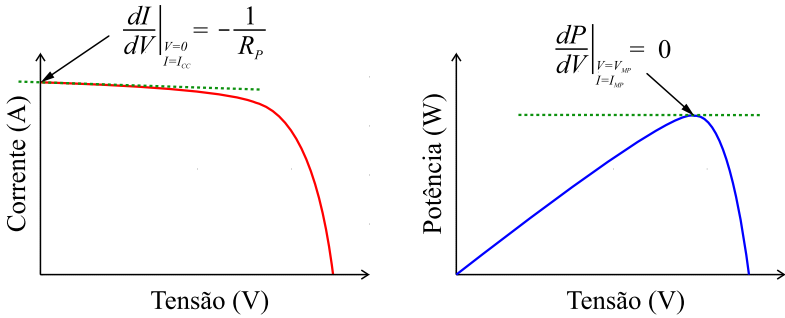


Figura 2.23 – Pontos peculiares das curvas de corrente e potência por tensão.

Conforme mencionado, quando as derivadas são aplicadas aos pontos peculiares apontados na Figura 2.23, podem ser igualadas a  $-1/R_p$  e a zero, respectivamente, conforme (2.22). Com o devido rearranjo dos termos nas equações, é possível compactá-las, chegando ao resultado final apresentado em (2.23).

Ficam, pois, determinadas as cinco equações que compõe o sistema para calcular os cinco parâmetros  $I_F^{ref}$ ,  $I_0^{ref}$ ,  $A$ ,  $R_S$  e  $R_p$  desejados. São elas as equações (2.15), (2.16), (2.17) e (2.23), reunidas em (2.24). Os outros parâmetros  $S^{ref}$ ,  $T_K^{ref}$ ,  $T_K^{ref}$ ,  $\mu_{ICC}$  mencionados são obtidos das condições de ensaio do módulo fotovoltaico e do *datasheet* do fabricante. Conhecidos todos os parâmetros, a equação (2.13), que descreve a curva I-V de módulos fotovoltaicos, pode ser solucionada.

$$\begin{aligned}
-\frac{1}{R_p} = \frac{dI}{dV} \Big|_{\substack{V=0 \\ I=I_{CC}}} &= -\frac{\frac{qI_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{qI_{CC}}{AkT_K}} + \frac{1}{R_p}}{\frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{qI_{CC}}{AkT_K}} + \frac{R_S}{R_p} + 1} \\
0 = \frac{dP}{dV} \Big|_{\substack{V=V_{MP} \\ I=I_{MP}}} &= -\frac{I_F^{ref} - I_0^{ref} \left\{ \left[ 1 + \frac{q(V_{MP} - R_S I_{MP})}{AkT_K} \right] e^{\frac{q(R_S I_{MP} + V_{MP})}{AkT_K}} - 1 \right\} - \frac{2V_{MP}}{R_p}}{1 + \frac{R_S}{R_p} + \frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I_{MP} + V_{MP})}{AkT_K}}}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\begin{aligned}
R_S + \frac{qI_0^{ref} R_p (R_S - R_p)}{AkT_K} e^{\frac{qI_{CC}}{AkT_K}} &= 0 \\
I_F^{ref} - I_0^{ref} \left\{ \left[ 1 + \frac{q(V_{MP} - R_S I_{MP})}{AkT_K} \right] e^{\frac{q(R_S I_{MP} + V_{MP})}{AkT_K}} - 1 \right\} - \frac{2V_{MP}}{R_p} &= 0
\end{aligned} \tag{2.23}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
I_{CC} &= I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{qR_S I_{CC}}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I_{CC}}{R_p} \\
0 &= I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{qV_{CA}}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{V_{CA}}{R_p} \\
I_{MP} &= I_F^{ref} - \frac{R_S I_{MP} + V_{MP}}{R_p} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I_{MP} + V_{MP})}{AkT_K}} - 1 \right) \\
0 &= R_S + \frac{qI_0^{ref} R_p (R_S - R_p)}{AkT_K} e^{\frac{qI_{CC}}{AkT_K}} \\
0 &= I_F^{ref} - I_0^{ref} \left\{ \left[ 1 + \frac{q(V_{MP} - R_S I_{MP})}{AkT_K} \right] e^{\frac{q(R_S I_{MP} + V_{MP})}{AkT_K}} - 1 \right\} - \frac{2V_{MP}}{R_p}
\end{aligned} \right. \tag{2.24}$$

#### 2.4.4 Validação experimental do modelo

Com o intuito de comprovar a fidelidade do modelo desenvolvido, foram realizados ensaios experimentais com diferentes geradores fotovoltaicos. Foi utilizado o instrumento de ensaio *ProfiTest PV* da empresa alemã *Grossen Metrawatt*, um equipamento capaz de medir a irradiância solar e a temperatura na superfície do módulo e excitar seus terminais com diferentes valores de tensão para medir a corrente gerada. Com isso, é possível traçar as curvas de corrente por tensão de forma experimental para, posteriormente, compará-las com as curvas obtidas a partir da modelagem.

Serão aqui apresentados os resultados do ensaio realizado com o módulo KC200GT da *Kyocera*.

Primeiramente, um dos testes é escolhido como referência, para que se possam determinar todos os parâmetros que compõe a equação modelo. Geralmente, opta-se por realizar tal ensaio no STC, assim como é feito pelo fabricante. Contudo, na ausência de um ambiente controlado, em termos de irradiância e de temperatura, optou-se por usar como referência para determinação dos cinco parâmetros um dos ensaios realizados com o *ProfiTest PV*. Isso garante coerência na comparação dos resultados, uma vez que os parâmetros do modelo são calculados a partir dos dados gerados pelo mesmo equipamento que será utilizado no levantamento das curvas de validação, evitando possíveis erros oriundos de diferenças na calibragem de equipamentos. Os dados do ensaio escolhido estão reunidos na Tabela 2.3. O coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito foi o único parâmetro obtido do *datasheet* do módulo.

Tabela 2.3 – Dados do ensaio de referência do módulo KC200GT.

Grandeza	Valor
Número de células em série ( $n_s$ )	54
Número de células em paralelo ( $n_p$ )	1
Radiação solar de referência ( $S^{ref}$ )	929 W/m <sup>2</sup>
Temperatura de referência ( $T^{ref}$ )	36,1 °C
Tensão de máxima potência ( $V_{MP}$ )	24,89 V
Corrente de máxima potência ( $I_{MP}$ )	6,91 A
Tensão de circuito aberto ( $V_{CA}$ )	31,74 V

Corrente de curto-circuito ( $I_{CC}$ )	7,51 A
Coefficiente de temperatura ( $\mu_{ICC}$ )	$3,18.10^{-3}$ A/°C

Será utilizado, neste caso, o modelo equivalente da célula fotovoltaica, pois é o mesmo utilizado pelo PSIM. Os parâmetros de referência do módulo, assim, devem ser convertidos para parâmetros da célula, conforme relações presentes na Tabela 2.1. Basicamente, dividem-se as tensões pelo número de células em associadas em série e as correntes pelo número de células associadas em paralelo.

Feito isso, aplicam-se esses pontos ao sistema de equações (2.24). Por se tratar de um sistema de equações transcendentais, é inerente a aplicação de método numérico para solucioná-lo. Foi utilizado o *software* Matlab para determinação do vetor solução do sistema. O resultado é apresentado na Tabela 2.4, e o código, na Seção B.1 do Apêndice B.

Tabela 2.4 – Parâmetros do módulo KC200GT.

Grandeza	Valor
Fotocorrente de referência ( $I_F^{ref}$ )	7,51309 A
Corrente de saturação de referência ( $I_0^{ref}$ )	$3,47941.10^{-7}$ A
Fator de idealidade ( $A$ )	1,3065
Resistência série ( $R_S$ )	0,00534828 $\Omega$
Resistência paralela ( $R_P$ )	12,9968 $\Omega$

Os parâmetros são, então, utilizados na solução da equação do modelo, (2.13). Dessa maneira, é possível traçar as curvas de corrente por tensão do módulo KC200GT segundo o modelo matemático e compará-las com os dados experimentais obtidos com o *ProfiTest PV*. Os resultados são apresentados na Figura 2.24. O corpo principal do código utilizado para traçar as curvas está disponível na Seção B.2 do Apêndice B.

No Apêndice C estão resumidos os resultados experimentais de ensaios realizados com outros geradores fotovoltaicos. Juntamente com eles, estão disponíveis os parâmetros de cada um dos módulos ensaiados, para utilização em simulações no PSIM.



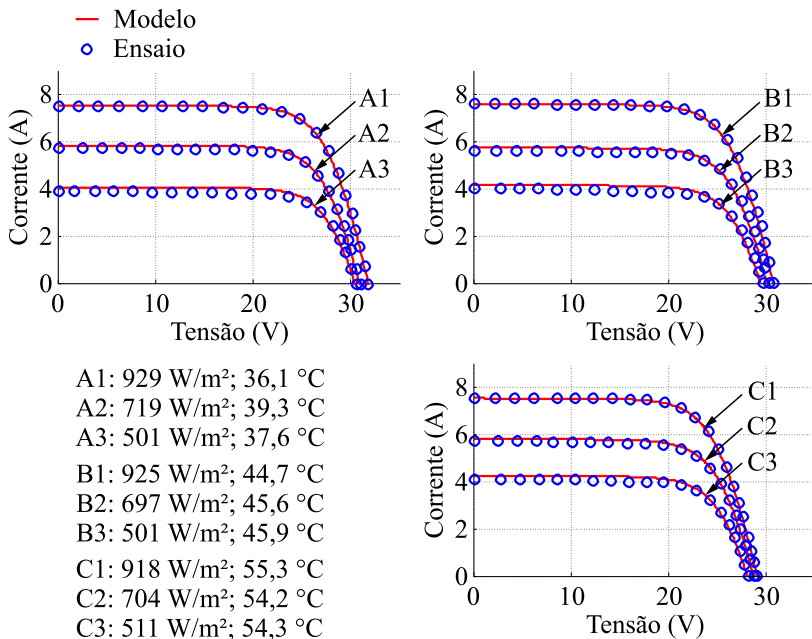


Figura 2.24 – Validação do modelo com o módulo KC200GT.

## 2.5 MODELO DE SIMULAÇÃO NO PSIM

Por fim, o modelo elétrico equivalente para geradores fotovoltaicos até aqui estudado pode ser utilizado no ambiente de simulação do PSIM. O *software* já possui um subcircuito criado com base no modelo de um diodo e dois resistores de módulos fotovoltaicos. Basta, portanto, inserir os valores dos parâmetros calculados.

O modelo pode ser encontrado no caminho “*Elements > Power > Renewable Energy > Solar Module (physical model)*”. Seu desenho está mostrado na Figura 2.25. Com um duplo clique sobre o componente, podem-se inserir os parâmetros do módulo fotovoltaico a ser simulado.

A Tabela 2.5 apresenta a correlação dos símbolos das grandezas do modelo do PSIM e do modelo proposto neste trabalho, além dos respectivos valores para o módulo KC200GT.

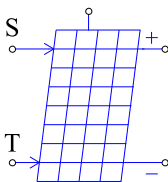


Figura 2.25 – Circuito de simulação de geradores fotovoltaicos do PSIM.

Tabela 2.5 – Parâmetros do KC200GT para serem inseridos no PSIM.

Grandeza	PSIM	Valor
$n_s$	Ns	54
$S^{ref}$	S0	929 W/m <sup>2</sup>
$T^{ref}$	Tref	36,1 °C
$R_s$	Rs	0,00534828 $\Omega$
$R_p$	Rsh	12,9968 $\Omega$
$I_F^{ref}$	Isc0	7,51309 A
$I_0^{ref}$	Is0	3,47941 x 10 <sup>-7</sup> A
$E_g$	Eg	1,21 eV
$A$	A	1,3065
$\mu_{ICC}$	Ct	3,18. 10 <sup>-3</sup> A/°C

A Figura 2.26 mostra a comparação do modelo matemático analisado detalhadamente neste capítulo com o modelo do PSIM. Nota-se, pela sobreposição das curvas, que a modelagem atingiu seu principal objetivo, o de obter um circuito de simulação fiel aos módulos fotovoltaicos que serão utilizados no decorrer deste trabalho.

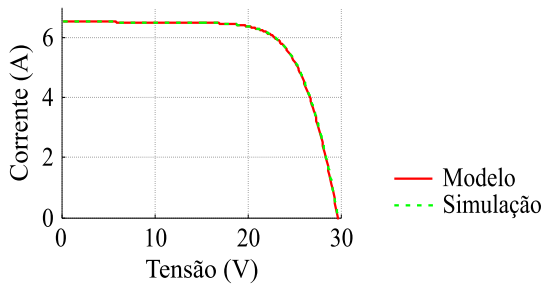


Figura 2.26 – Comparação do modelo matemático com o modelo de simulação.

## 2.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou, de forma geral, as principais diretrizes para a utilização de módulos fotovoltaicos em projetos de engenharia.

Uma breve revisão da atual tecnologia fotovoltaica expôs que o silício cristalino ainda domina o mercado de geradores, com rendimentos estabelecidos entre 15 e 20 por cento na conversão da energia solar em energia elétrica. Outras tecnologias emergentes podem apresentar rendimentos maiores, da ordem de 40 %, mas ainda estão limitadas a estudos laboratoriais.

Também foram abordados os conceitos mais essenciais que permeiam o universo da geração fotovoltaica. Foi realizada uma breve introdução do funcionamento físico por detrás da célula fotovoltaica, além das condições de ensaio normalizadas pelos fabricantes e os princípios das variáveis climáticas. Demonstrou-se que o funcionamento dos módulos fotovoltaicos está intimamente atrelado às condições climáticas e que estas devem ser consideradas na sua modelagem.

Uma completa modelagem matemática com base em um circuito elétrico equivalente de módulos fotovoltaicos foi estabelecida, acompanhada de validação experimental. O procedimento adotado permitiu determinar um modelo acurado, cujos parâmetros podem ser obtidos por meio das informações encontradas nos catálogos dos fabricantes ou a partir de ensaios com os módulos. Esse modelo foi aplicado ao *software* PSIM e está pronto para ser utilizado em simulações de sistemas de processamento de energia solar fotovoltaica.

Adicionalmente, foram executados ensaios experimentais com o equipamento *ProfiTest PV*. Cinco modelos diferentes de módulos fotovoltaicos fabricados por duas empresas internacionais e uma nacional foram testados e seus parâmetros determinados. Esses módulos estão, portanto, devidamente modelados e prontos para serem utilizados nas simulações com o PSIM.

Os resultados descritos neste capítulo são, portanto, cruciais ao andamento do projeto, pois permitirão analisar diversos cenários de operação do microinversor no ambiente de simulação.



# ESTÁGIO CC-CA DO MICROINVERSOR

“A inveja emburrece uma pessoa ao ponto de ela pensar que pode ter o que o outro tem, sem ter feito o que o outro fez.” Miguel Silva

## 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizada a revisão bibliográfica dos principais conversores cc-ca monofásicos de tensão como subsídio para a escolha do estágio cc-ca do microinversor. Levando em conta a evolução das estruturas em aplicações fotovoltaicas, serão também apresentadas variações topológicas que acrescentam vantagens ao funcionamento dos circuitos e um breve estudo da influência das correntes de modo comum em algumas dessas estruturas.

Uma vez escolhida a melhor topologia para a aplicação e sua forma de acionamento, será apresentado o projeto do filtro passa-baixa de saída, a modelagem matemática do circuito e as estratégias de controle. O capítulo ainda conta com o estudo da estratégia de anti-ilhamento empregada.

## 3.2 CONVERSORES CC-CA MONOFÁSICOS

Tratando-se dos inversores de tensão monofásicos, segundo [31], três são as estruturas mais comumente empregadas: *Push-Pull*, Meia Ponte e Ponte Completa. Seus circuitos são apresentados na Figura 3.1.

A estrutura *Push-Pull* tem como principal característica o emprego de um transformador que garante isolamento galvânica e possibilidade de ajuste no ganho estático por meio da alteração na relação de espiras. Como principal desvantagem, o transformador insere

significativas não-idealidades no conversor, que se expressam principalmente na forma de indutâncias e resistências parasitas. Esses elementos prejudicam o rendimento da estrutura.

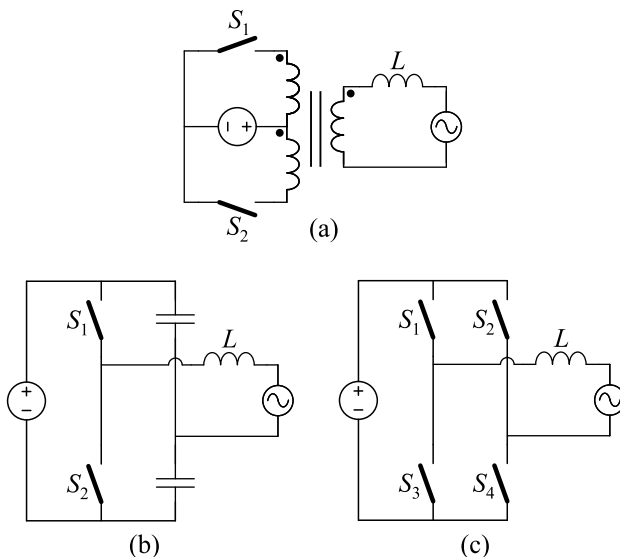


Figura 3.1 – Estruturas monofásicas de conversores cc-ca consolidadas. *Push-Pull* (a), *Meia Ponte* (b) e *Ponte Completa* (c).

A estrutura em meia ponte, diferente da estrutura *Push-Pull*, é não-isolada, o que pressupõe o alcance de maior rendimento. A principal desvantagem dessa estrutura está relacionada ao emprego de dois capacitores de barramento associados em série. Essa configuração gera um ponto médio que, além de reduzir a tensão de saída à metade da tensão de barramento, pode ocasionar desbalanceamento na tensão dos capacitores.

Já a estrutura em ponte completa elimina a necessidade de associação de capacitores de barramento em série. Como vantagem, a tensão de saída pode assumir toda a tensão de barramento e não há mais problemas de desbalanceamento na tensão dos capacitores. A desvantagem da estrutura reside no emprego de mais dispositivos semicondutores.

Os autores de [6] realizam uma completa revisão em topologias para microinversores. A estrutura em ponte completa para o estágio de

conexão com a rede elétrica domina nas topologias propostas. Isso também se confirma em [32]-[34].

Uma vez que o conversor necessita de elevado ganho de tensão, não seria lógico utilizar a topologia meia ponte, que reduz à metade a tensão de saída comparada à tensão de barramento. Além disso, a dificuldade em atingir elevado rendimento numa estrutura com transformador é grande; e a isolamento galvânica nesse tipo de equipamento não é obrigatória no Brasil (e em vários outros países).

Mediante o exposto, a estrutura em ponte completa melhor se adapta à necessidade de inversão da tensão no caso abordado. Em aplicações fotovoltaicas, algumas variações topológicas foram propostas com o objetivo de melhorar seu funcionamento.

A topologia H5 (Figura 3.2) foi criada e patenteada pela empresa SMA em 2005 para solucionar o problema de circulação de correntes de modo comum (CMC) na topologia Ponte Completa. A modulação aplicada aos inversores H5 é idêntica à modulação aplicada à topologia Ponte Completa. No entanto, no instante em que o inversor impõe nível zero de tensão em sua saída, a topologia H5 interrompe a passagem de corrente de modo comum por meio da abertura do interruptor S5 [12].

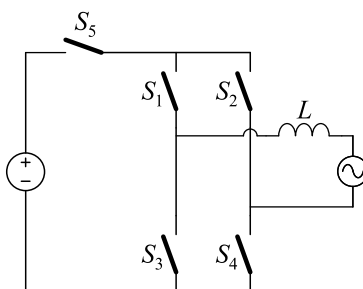


Figura 3.2 – Topologia H5.

A utilização de mais um interruptor que comuta em alta frequência acrescenta perdas de comutação ao sistema. Além disso, devido ao interruptor estar posicionado na entrada do circuito, a corrente que é fornecida para a rede deve passar pelo interruptor S5 durante todo o tempo em que a fonte fornece energia à rede. Isso faz com que as perdas por condução nesse componente não sejam desprezíveis [12].

A topologia *Highly Efficient and Reliable Inverter Concept*

(HERIC) foi criada e patenteada pela Sunways em 2006 e também tem o objetivo de reduzir as CMC por meio do seu seccionamento, isolando os módulos fotovoltaicos da rede no instante em que o inversor impõe tensão zero em sua saída. Para isso, a topologia HERIC utiliza dois interruptores posicionados em anti-série (como mostra a Figura 3.3), que aplica nível de tensão zero na saída do inversor.

Entre as vantagens do inversor HERIC está a condução simultânea de apenas dois interruptores, o que reduz as perdas nos semicondutores, comparado com a topologia H5. Sua desvantagem é o custo de dois interruptores extras, em relação à topologia em ponte completa [12].

Existem outras variações topológicas baseadas na estrutura HERIC que apresentam a mesma funcionalidade, mas com um diodo ou um interruptor a menos. Essas topologias são denominadas H6.5 e H5.6 e seu funcionamento está descrito em [35].

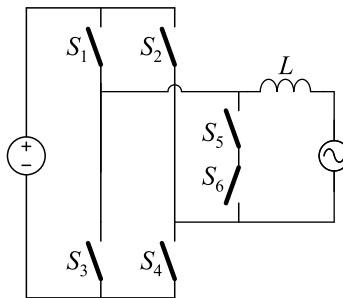


Figura 3.3 – Topologia HERIC.

A topologia *Full-Bridge with DC ByPass* (FB-DCBP) foi criada pela empresa Injeteam, também com base na topologia Ponte Completa. O FB-DCBP aplica nível zero de tensão na saída do inversor e a separa do barramento cc principal por meio de dois diodos de grampeamento, localizados do lado CC do inversor, conforme ilustra Figura 3.4. A desconexão por meio desses diodos garante que a referência da rede mantenha-se no ponto médio dos capacitores do barramento, o que não ocorre nas topologias H5 e HERIC [12], [36].

Da mesma forma que a topologia H5, os interruptores S5 e S6 conduzem toda a corrente fornecida à rede. Essa característica, somada à comutação em alta frequência dos interruptores, reduz o rendimento



global do sistema, quando comparado com a topologia H5.

A revisão bibliográfica de topologias de conversores cc-ca monofásicos apresentada nessa seção tende à escolha da estrutura em ponte completa. Dentre as variantes topológicas desse conversor, contudo, a escolha requer uma análise mais aprofundada do acionamento de cada uma delas e um estudo da influência das CMC, frequentemente mencionadas. Essas etapas estão colocadas na seção seguinte.

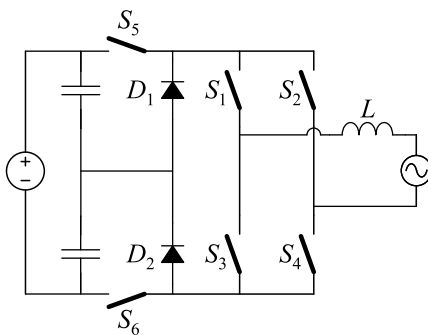


Figura 3.4 – Topologia FB-DCBP.

### 3.3 ACIONAMENTO DO CONVERSOR PONTE COMPLETA E ESTUDO DAS CORRENTES DE MODO COMUM

Partindo-se do circuito em ponte completa, tem-se sua estrutura apresentada na Figura 3.5. Esta congrega os principais requisitos para sistemas de processamento de energia solar fotovoltaica: conversão cc-ca e possibilidade de regulação da corrente  $i_r$  de saída e da tensão  $v_{Cb}$  do barramento de entrada.

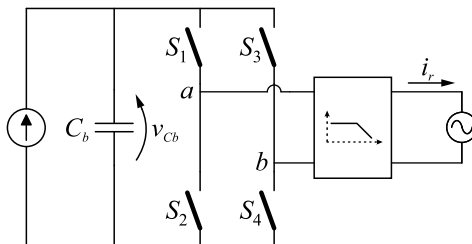


Figura 3.5 – Estrutura monofásica em ponte completa ou ponte H.

A comutação dos interruptores em alta frequência combinada com a utilização de um filtro passa-baixa na saída do inversor permite impor correntes senoidais de baixa distorção harmônica e em fase com a tensão da rede. Em outras palavras, a estrutura permite conversão cc-ca de energia com elevado fator de potência e em conformidade com a *Resolução Normativa ANEEL 482/12*.

Para que seja gerada uma forma de onda senoidal na saída de um inversor, essa informação deve ser traduzida para o acionamento booleano dos interruptores de potência (em condução ou bloqueado). Essa tradução é conhecida na Eletrônica de Potência como modulação, conceito esse trazido da teoria de telecomunicações.

A modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) é a mais consagrada das estratégias de acionamento de conversores em alta frequência. É capaz de reproduzir o comportamento de uma onda moduladora de baixa frequência a partir da comutação dos interruptores em alta frequência. Quanto maior for a banda que separa as componentes moduladoras de baixa frequência das componentes modulantes de alta frequência, mais compacto poderá ser o filtro passa-baixa que atenuará essas últimas.

Existem diferentes tipos de moduladores aplicados ao acionamento de inversores, dentre os quais, para a Ponte Completa, se destacam os moduladores PWM dois níveis e três níveis. Além desses, podem ser empregados moduladores híbridos aplicados às variantes topológicas de conversores clássicos, a exemplo dos inversores H5, HERIC e FB-DCBP (variantes do inversor em ponte completa).

Na modulação dois níveis, acionam-se os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  e mantém-se bloqueados  $S_2$  e  $S_3$  para forçar a tensão  $v_{Cb}$  na saída (1ª etapa). Em seguida, bloqueiam-se os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  e acionam-se  $S_2$  e  $S_3$  para forçar  $-v_{Cb}$  na saída (2ª etapa). A Figura 3.6 auxilia na compreensão da geração de pulsos e mostra o perfil da tensão  $v_{ab}$  de saída do inversor.

Já na modulação três níveis (Figura 3.7), uma etapa de roda livre é adicionada às duas etapas da modulação dois níveis, executada com o acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  e bloqueio dos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  (ou vice-versa). Essa etapa extra permite a imposição de tensão nula na saída, o que representa um possível terceiro nível de tensão e dá nome à modulação.

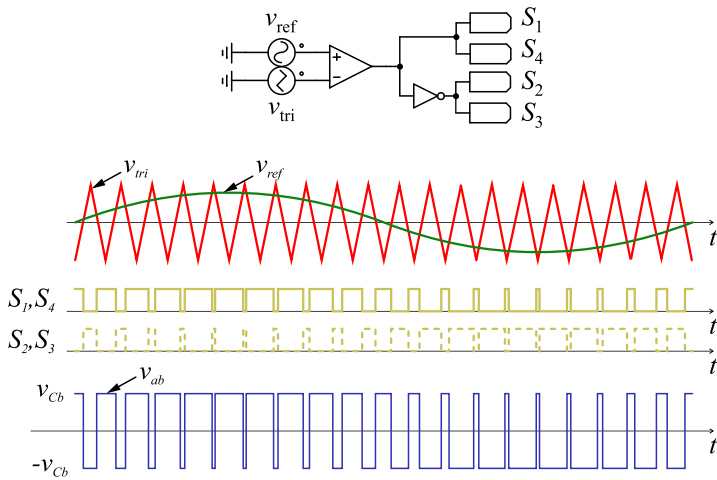


Figura 3.6 – Geração dos sinais de comando na modulação dois níveis.

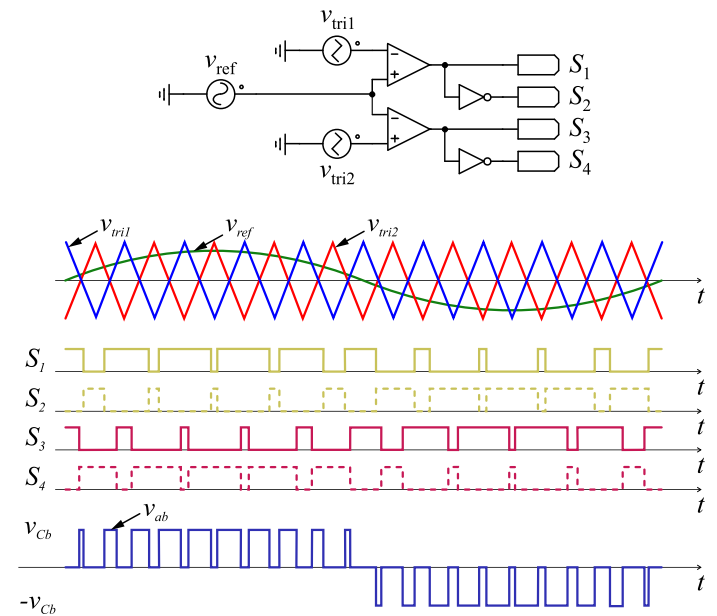


Figura 3.7 – Geração dos sinais de comando na modulação três níveis.

Escolheu-se aqui definir modulação híbrida como as variações das modulações dois e três níveis, aplicadas quando a topologia em ponte completa é modificada com a inserção de mais interruptores. Esse é o caso das variantes H5, HERIC, FB-DCBP, entre outras. Nessa situação, deve-se estudar caso a caso a lógica a ser criada.

Dependendo da estrutura topológica e da estratégia de acionamento usada em um sistema de processamento de energia solar fotovoltaica, podem surgir correntes oriundas da comutação dos interruptores que circulam pelo condutor de proteção através da capacitância parasita do módulo. Essas correntes parasitas (ou CMC), que inevitavelmente circulam pelos conversores não isolados, podem causar interferência eletromagnética, distorção da corrente injetada na rede, perdas adicionais ao sistema, desarme desnecessário de dispositivos de proteção diferencial residual, dentre outros problemas [36]-[42].

A capacitância parasita surge da própria estrutura física do módulo fotovoltaico, uma vez que sua sustentação metálica e os contatos metálicos das células (terminais do capacitor parasita) estão separados por materiais isolantes (dielétrico). Se a estrutura metálica estiver aterrada, um caminho de corrente é criado entre os terminais do módulo e a saída do inversor (Figura 3.8), já que o condutor neutro da rede elétrica é aterrado por norma. Como se definiu que os estágios do microinversor não serão isolados, a análise de quanto as CMC influenciam na operação do sistema se faz necessária.

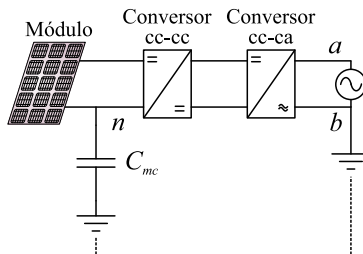


Figura 3.8 – Caminho de circulação da corrente de modo comum.

As CMC são geradas a partir do surgimento das tensões de modo comum ( $v_{mc}$ ). Estas podem ser estimadas segundo a equação (3.1), na qual as tensões nos nós  $a$  e  $b$  referenciadas ao nó  $n$  na Figura 3.8 são

ponderadas [12].

$$v_{mc} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2} \quad (3.1)$$

Sabendo-se que só circulam correntes pelo capacitor parasita se houver variação temporal da tensão sobre seus terminais, conclui-se que o surgimento das CMC é dependente de variações na tensão de modo comum. Nesse sentido, serão analisados três modos de operação do inversor em ponte completa, buscando-se saber se a tensão de modo comum é constante ou se varia ao longo do tempo.

Iniciando com o inversor em ponte completa dois níveis, tem-se o circuito da Figura 3.9, desconsiderando o filtro de saída e o estágio cc-ca da análise. Na 1ª etapa de operação,  $S_1$  e  $S_4$  conduzem e  $S_2$  e  $S_3$  se mantêm bloqueados; a tensão de modo comum é calculada segundo (3.2). Já na 2ª etapa de operação,  $S_2$  e  $S_3$  conduzem e  $S_1$  e  $S_4$  se mantêm bloqueados, sendo a tensão de modo comum calculada segundo (3.3).

$$v_{mc} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2} = \frac{v_{Cb} + 0}{2} = \frac{v_{Cb}}{2} \quad (3.2)$$

$$v_{mc} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2} = \frac{0 + v_{Cb}}{2} = \frac{v_{Cb}}{2} \quad (3.3)$$

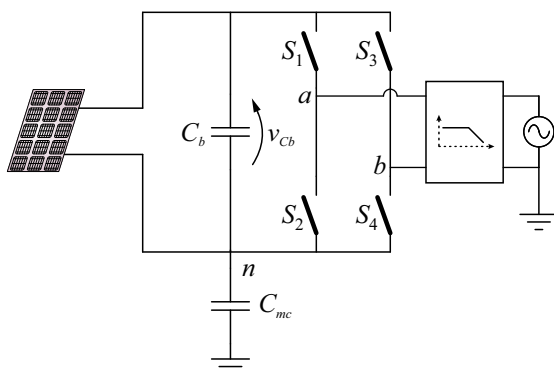


Figura 3.9 – Circuito para análise da tensão de modo comum.

Nota-se que a modulação dois níveis aplicada ao inversor em ponte mantém constante a tensão de modo comum para todas as suas etapas de operação. Sendo assim, teoricamente, a circulação de correntes

de modo comum pelo condutor de proteção é nula.

Realizando a mesma análise para o inversor em ponte três níveis, adicionalmente, deve-se calcular a tensão de modo comum para as etapas em que é aplicado nível zero de tensão na saída. Uma possibilidade é o acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  e o bloqueio de  $S_2$  e  $S_4$ , a qual confere tensão de modo comum segundo (3.4). A outra é o inverso, acionando  $S_2$  e  $S_4$  e bloqueando  $S_1$  e  $S_3$ , com a tensão de modo comum calculada segundo (3.5).

$$v_{mc} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2} = \frac{v_{Cb} + v_{Cb}}{2} = v_{Cb} \quad (3.4)$$

$$v_{mc} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2} = \frac{0 + 0}{2} = 0 \quad (3.5)$$

Independentemente dos interruptores que serão utilizados para gerar o nível zero na saída, a tensão de modo comum será diferente das etapas em que os níveis  $v_{Cb}$  e  $-v_{Cb}$  são impostos. Logo, haverá variação na tensão de modo comum e, conseqüentemente, circulação de corrente pelo capacitor parasita.

Um terceiro modo de operação do conversor em ponte será analisado, no qual são utilizados dois interruptores adicionais para a realização do nível zero de tensão na saída, conforme Figura 3.10. Essa estrutura é chamada HERIC e já foi introduzida na Seção 3.2.

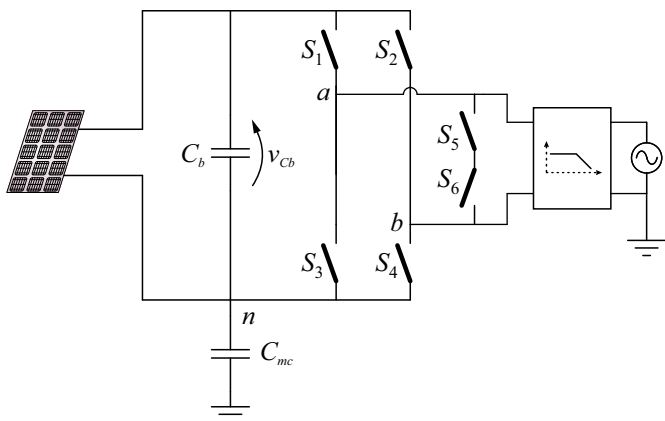


Figura 3.10 – Análise da tensão de modo comum do inversor HERIC.

A modulação empregada neste caso é híbrida. As etapas de níveis  $v_{Cb}$  e  $-v_{Cb}$  são feitas como nas outras estratégias de modulação, mantendo-se também as tensões de modo comum calculadas em (3.2) e (3.3). A diferença está no nível zero, em que os interruptores  $S_5$  e  $S_6$  são acionados, enquanto os demais ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ) são mantidos bloqueados. Nesse caso, as tensões nos pontos  $a$  e  $b$  assumem metade da tensão  $v_{Cb}$ , considerando que os interruptores dos braços são idênticos e configuram um divisor de tensão.

A tensão de modo comum é calculada, portanto, segundo (3.6) e assume o mesmo valor das demais etapas de operação do inversor HERIC. Conclui-se, assim, que o inversor HERIC não gera correntes de modo comum no condutor de proteção e ainda agrega as vantagens referentes à presença de um terceiro nível de tensão.

$$v_{mc} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2} = \frac{\frac{v_{Cb}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}}{2} = \frac{v_{Cb}}{2} \quad (3.6)$$

Para comprovar os estudos teóricos realizados, algumas simulações foram efetuadas com as três vertentes do inversor em ponte completa apresentadas.

O capacitor parasita ou capacitor de modo comum ( $C_{mc}$ ) foi estimado segundo [43]. Para um módulo de silício cristalino coberto por um contínuo filme de água em sua superfície (pior caso), a capacitância por unidade de área varia entre 12 e 17 nF/m<sup>2</sup>. Dentre os módulos que serão utilizados na experimentação final, o SV290D24S da Dya Energia Solar possui maior área (1,93 m<sup>2</sup>). Logo, sua capacitância parasita pode ser estimada entre 23,2 e 32,8 nF. Tomou-se, então, o maior valor para ser utilizado nas simulações (32,8 nF).

Os resultados são esboçados na Figura 3.11, os quais mostram a corrente  $i_r$  e a tensão  $v_r$  na rede elétrica, a tensão do barramento de entrada  $v_{Cb}$ , a corrente de modo comum que circula pelo capacitor parasita  $i_{mc}$  e a corrente no capacitor de barramento  $i_{Cb}$ . O circuito utilizado para simulação será detalhadamente discutido nas seções seguintes. A potência de operação é de 250 W.

As grandezas da Figura 3.11 servem de importantes figuras de mérito para a retirada de algumas conclusões acerca das vertentes de operação do conversor até aqui estudado. Nota-se que tanto o inversor

em ponte completa dois níveis como o inversor HERIC reduzem significativamente as correntes de modo comum quando comparados ao inversor em ponte completa três níveis. Contudo, tratando-se da circulação de corrente no capacitor do barramento, a modulação dois níveis possui os maiores valores. Além disso, quanto à frequência de comutação dos interruptores, a topologia em ponte completa três níveis opera à metade das outras duas.

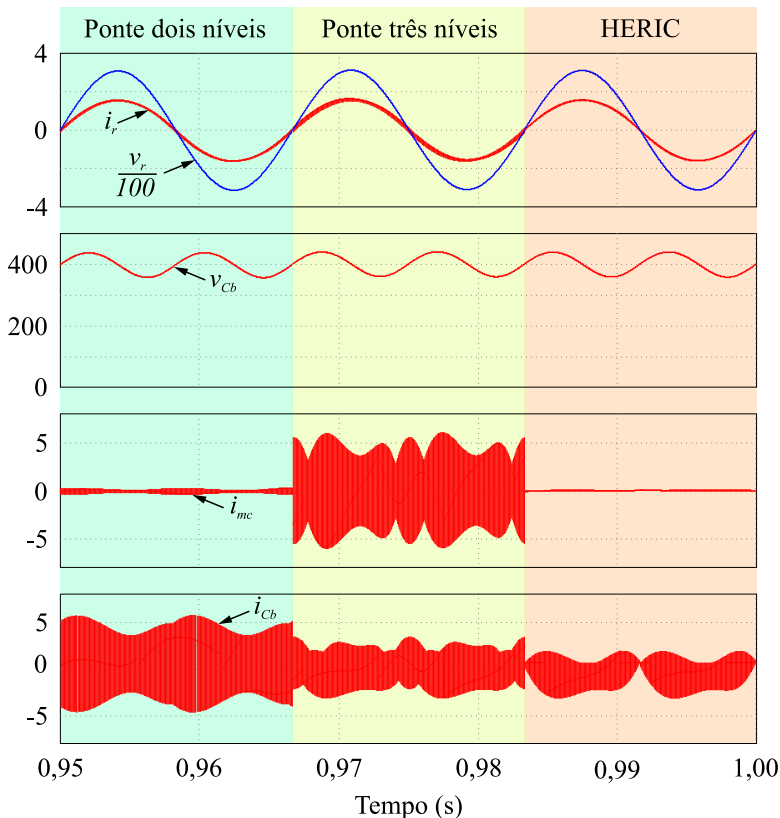


Figura 3.11 – Resultados de simulação para três vertentes do inversor em ponte completa.

Extraíram-se, dos resultados de simulação, os valores eficazes das correntes de modo comum e das correntes no barramento. Reunindo esses dados juntamente com a frequência de comutação dos



interruptores na Tabela 3.1, pode-se concluir comparativamente o que foi discutido no parágrafo anterior.

Tabela 3.1 – Comparação numérica entre as vertentes de operação do inversor em ponte completa.

Vertente do conversor	$I_{mc}^{rms}$ (A)	$I_{Cb}^{rms}$ (A)	$f_s$ (kHz)
Ponte Completa dois níveis	0,160	2,10	100
Ponte Completa três níveis	2,76	1,34	50
HERIC	0,0157	1,01	100

Cada uma das vertentes estudadas apresenta deficiência em alguma das figuras de mérito. Entretanto, quando se dá relevância ao problema das correntes de modo comum, restam apenas a configuração em ponte completa dois níveis e a configuração HERIC como possibilidades. Indubitavelmente, a topologia HERIC é a mais adequada para o estágio cc-ca do microinversor. Contudo, essa estrutura está protegida por patentes depositadas nos escritórios americano e europeu [44], restando como única possibilidade a estrutura em dois níveis.

3.4 FILTRO PASSA-BAIXA DE SAÍDA

Uma vez definida a topologia e sua estratégia de modulação, parte-se para a definição da estrutura do filtro passa-baixa de interface entre o inversor e a rede elétrica. Além da definição, esta seção apresenta a metodologia de projeto utilizada para cálculo dos parâmetros do filtro.

3.4.1 Estruturas de filtro passa baixa

O filtro de saída, conforme mencionado anteriormente, tem como função atenuar as componentes harmônicas de alta frequência da corrente de saída do inversor, oriundas da comutação. De forma geral, o filtro de saída consiste de um filtro passa-baixa, cujo fator de atenuação está diretamente associado à complexidade de implementação [21]. Em outras palavras, filtros menos volumosos exigem maior atenuação das componentes de frequência cuja amplitude se deseja reduzir e, conseqüentemente, tornam o projeto mais complexo.

Na topologia inversora proposta, o filtro é posicionado na região de destaque da Figura 3.12. São três os arranjos de elementos passivos mais comumente empregados na construção de filtros passa-baixa [21], [45]-[48]:

- Filtro  $L$ ;
- Filtro  $LC$ ; e
- Filtro  $LCL$ .

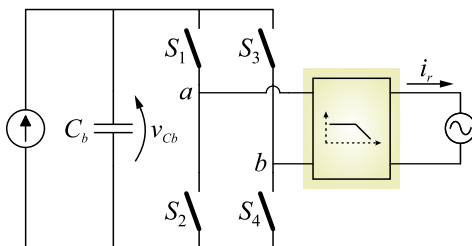


Figura 3.12 – Destaque para a região de conexão do filtro passa-baixa.

O filtro  $L$  de primeira ordem promove atenuação de 20 dB/década em toda a faixa do espectro de frequência. Sua aplicação é recomendada para sistemas que operam com frequência de comutação elevada, já que nessas condições a indutância necessária para prover atenuação é menor, implicando reduzido peso e volume. Quando, entretanto, se trabalha com frequências de comutação não tão elevadas ou há restrição de peso e volume no projeto, o filtro  $L$  deixa de ser uma opção.

O filtro  $LC$  de segunda ordem apresenta maior atenuação em relação ao anterior filtro  $L$  de primeira ordem. A introdução do capacitor oferece um caminho de baixa impedância para as componentes de alta frequência e, dessa forma, garante atenuação de 40 dB/década após a frequência de ressonância do filtro. O capacitor, contudo, torna-se um caminho de baixa impedância para componentes harmônicas que circulam pela rede elétrica, acarretando também dependência da frequência de ressonância do filtro em relação à impedância da rede. Esses são fatores indesejados.

O filtro  $LCL$  de terceira ordem, comparativamente, apresenta o melhor fator de amortecimento entre os filtros abordados, assegurando atenuação de 60 dB/década para as componentes da corrente cujas frequências estão acima da frequência de ressonância. Adicionalmente, a

inserção do segundo indutor impede que os parâmetros da rede interfiram na operação do filtro. Como ponto negativo, a ressonância presente na resposta em frequência deste pode causar instabilidades no sistema, sendo necessária a inserção de elementos amortecedores passivos ao circuito (que aumentam perdas) ou emular um amortecimento através de malhas de controle adicionais (que dificultam o projeto).

A Figura 3.13 apresenta as estruturas de filtros passivos até aqui discutidas.

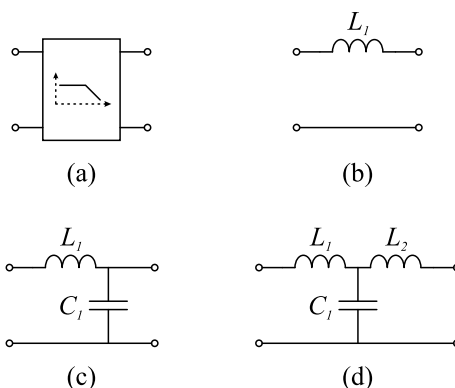


Figura 3.13 – Diferentes maneiras de implementar um filtro passa-baixa (a):  $L$  (b),  $LC$  (c) e  $LCL$  (d).

Buscando reduzir peso e volume do filtro de saída do estágio cc-ca do microinversor, optou-se pela utilização da estrutura  $LCL$ , cuja ressonância, contudo, pode ser um problema para controle do sistema e causar instabilidade. Nesse sentido, propõe-se a utilização de um ramo amortecedor.

Como mostra [45], várias são as possíveis configurações de ramo amortecedor com elementos passivos que podem ser aplicadas ao filtro  $LCL$ . A mais simples delas insere um resistor em paralelo ao capacitor, conforme Figura 3.14(a). Essa solução, todavia, resulta em perdas elevadas, uma vez que o resistor está submetido à tensão total da rede elétrica e conduz correntes na frequência fundamental.

Uma alternativa para o problema das perdas no resistor de amortecimento  $R_a$  é a conexão, em série a este, de um segundo

capacitor, conforme Figura 3.14(b). Quando corretamente calculada, a sua capacitância torna-se uma alta impedância às baixas frequências e impede que estas dissipem potência sobre o resistor. Já na frequência de ressonância, que aparece por volta dos quilohertz, o capacitor tem sua reatância reduzida, e a impedância do resistor passa a ser mais significativa, servindo de amortecedor.

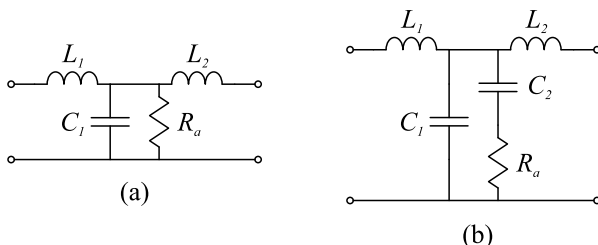


Figura 3.14 – Filtro *LCL* com amortecimento passivo resistivo (a) e resistivo-capacitivo (b).

Outras configurações de ramo amortecedor ou até de filtro passa-baixa poderiam ser analisadas. Entretanto, optou-se pela utilização do filtro *LCL* com ramo amortecedor capacitivo-resistivo, por associar as vantagens de maior fator de atenuação, simplicidade no amortecimento da ressonância e reduzidas perdas. Parte-se, pois, ao seu projeto.

### 3.4.2 Metodologia de projeto do filtro *LCL* amortecido

Iniciando a análise sem o ramo amortecedor, tem-se o circuito representado na Figura 3.15(a). Ainda, suprimindo-se o capacitor, tem-se o circuito da Figura 3.15(b). A tensão na rede será considerada nula no equacionamento que se segue, interessando apenas estudar de que maneira a tensão  $v_{ab}$  do inversor aplicada à entrada do filtro afeta a corrente injetada na rede  $i_r$ .

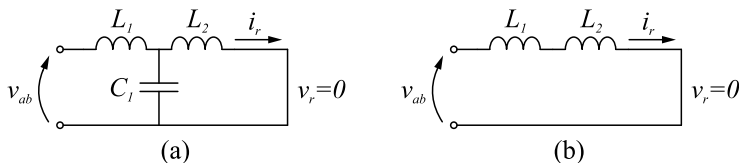


Figura 3.15 – Filtro *LCL* não amortecido com (a) e sem (b) o capacitor  $C_1$ .

Extraem-se, então, as funções de transferência de equações (3.7)

e (3.8), respectivas aos circuitos (a) e (b) da Figura 3.15. O módulo dessas funções segue o comportamento em frequência esboçado no diagrama de Bode da Figura 3.16.

$$H_1(s) = \frac{i_r(s)}{v_{ab}(s)} \Big|_{v_r=0} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s(L_1 + L_2)} \quad (3.7)$$

$$H_2(s) = \frac{i_r(s)}{v_{ab}(s)} \Big|_{v_r=0} = \frac{1}{s(L_1 + L_2)} \quad (3.8)$$

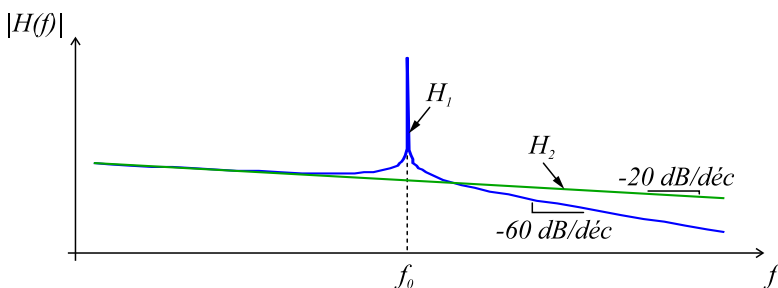


Figura 3.16 – Diagrama de Bode de magnitude das funções de transferência  $H_1$  e  $H_2$ .

Nota-se que, para baixas frequências, a atenuação do filtro *LCL* não depende do capacitor. Esse comportamento já era esperado tendo em vista que a reatância capacitiva tende ao infinito à medida que a frequência diminui, evitando o desvio de corrente no nó central do filtro.

Posto isso, o projeto dos indutores se inicia supondo que a queda de tensão nesses elementos, na frequência da rede, deve ser a menor possível. Calcula-se, então, o valor eficaz da tensão aplicada nos indutores como sendo produto entre a corrente que os atravessa e a impedância que apresentam na frequência fundamental, segundo (3.9).

$$\begin{aligned} L &= L_1 + L_2 \\ V_L &= X_L I_r^{rms} = 2\pi f L I_r^{rms} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Considerando que se deseja especificar a queda de tensão máxima nos indutores como uma porcentagem  $p$  da tensão da rede elétrica, escreve-se (3.9) segundo (3.10), substituindo o valor eficaz da corrente na rede pela relação entre a potência processada  $P$  e o valor

eficaz da tensão da rede. O indutor equivalente  $L$  pode, por conseguinte, ser definido.

$$\begin{aligned} pV_r^{rms} &= 2\pi fLI_r^{rms} \\ P &= V_r^{rms} I_r^{rms} \\ L &= \frac{P(V_r^{rms})^2}{2\pi fP} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Deseja-se, agora, estabelecer qual a melhor relação de valores de  $L_1$  e  $L_2$ . Para isso, [46] define um fator  $\alpha_L$  que relaciona os indutores do filtro conforme (3.11).

$$L_1 = \alpha_L L_2 \quad (3.11)$$

Sabendo-se que  $L = L_1 + L_2$ , determinam-se as expressões em (3.12) que definem  $L_1$  e  $L_2$  segundo os parâmetros  $L$  e  $\alpha_L$ .

$$\begin{aligned} L &= \alpha_L L_2 + L_2 = L_2 (\alpha_L + 1) \rightarrow L_2 = \frac{1}{\alpha_L + 1} L \\ L_1 &= \alpha_L L_2 = \alpha_L \frac{1}{\alpha_L + 1} L \rightarrow L_1 = \frac{\alpha_L}{\alpha_L + 1} L \end{aligned} \quad (3.12)$$

Retornando-se à função de transferência do filtro  $LCL$  não amortecido, deseja-se otimizar a escolha de  $C_1$ . Para isso, toma-se a equação da frequência de ressonância do filtro, como mostra (3.13).

$$H_1(s) = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s(L_1 + L_2)} = \frac{\cancel{1/L_1 L_2 C_1}}{s^3 + s \underbrace{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}}_{\omega_0^2}} \quad (3.13)$$

Substituindo-se as expressões de (3.12) para  $L_1$  e  $L_2$  na equação da frequência de ressonância, tem-se (3.14).

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L} \frac{(\alpha_L + 1)^2}{\alpha_L}, \text{ onde } \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.14)$$

Mantendo-se a frequência de ressonância fixa, é possível

determinar qual fator  $\alpha_L$  garante o menor valor de capacitância para o filtro, derivando a expressão de  $C_1$  em relação a  $\alpha_L$  e igualando a zero. Em posse desse valor, calcula-se a capacitância para a frequência de ressonância desejada. As equações em (3.15) esboçam esse raciocínio.

A otimização de  $C_1$  resultou em um  $\alpha_L$  unitário. Isso significa que, fazendo  $L_1$  igual a  $L_2$ , obtém-se o menor capacitor que garante a ressonância na frequência desejada.

$$\begin{aligned} \frac{dC_1}{d\alpha_L} &= \frac{d}{d\alpha_L} \left\{ \frac{1}{\omega_0^2 L} \frac{(\alpha_L + 1)^2}{\alpha_L} \right\} = \frac{1}{\omega_0^2 L} \left( 1 - \frac{1}{\alpha_L^2} \right) \\ \frac{dC_1}{d\alpha_L} &= 0 \rightarrow \alpha_L = 1 \\ C_1 &= \frac{4}{\omega_0^2 L} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Uma figura de mérito importante que deve ser considerada no projeto do filtro *LCL* não amortecido é a ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , posicionado do lado do inversor, afinal, essa é a corrente que circulará pelos interruptores de potência e pelo capacitor de barramento, provocando perdas. Considerando apenas a componente da tensão  $v_{ab}$  na frequência de comutação, haverá correntes que circularão majoritariamente pelo capacitor do filtro *LCL*. Logo, para essas correntes de alta frequência, o capacitor representa um curto, como mostra a Figura 3.17.

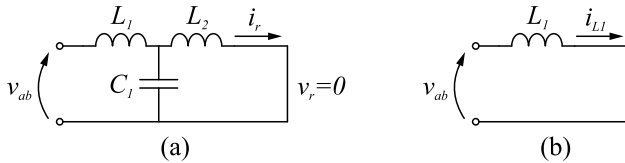


Figura 3.17 – Filtro *LCL* sem amortecimento (a) e seu equivalente para componentes da frequência de comutação (b).

Nesse caso, a ondulação pode ser calculada conforme apresenta [21], que utilizou um filtro de primeira ordem *L* acoplado entre um inversor monofásico em ponte completa (com modulação três níveis) e a rede elétrica. A equação do autor está representada em (3.16), a qual foi adaptada para a modulação dois níveis através da inserção de um fator

de multiplicação quatro. Isso se justifica, pois na modulação dois níveis, a variação da tensão sobre o indutor é de duas vezes a tensão de barramento, se comparada à modulação três níveis. Além disso, na modulação três níveis, a frequência da tensão  $v_{ab}$  na saída da ponte é o dobro da frequência de comutação dos interruptores; enquanto que na modulação dois níveis, a frequência se mantém inalterada independentemente da grandeza analisada.

$$\Delta I_{L1} = 4 \frac{v_{Cb}}{8f_s L_1} \quad (3.16)$$

Até aqui foram projetados os indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e o capacitor  $C_1$  do filtro. Resta estudar o projeto do ramo amortecedor, acrescentado ao circuito na Figura 3.18.

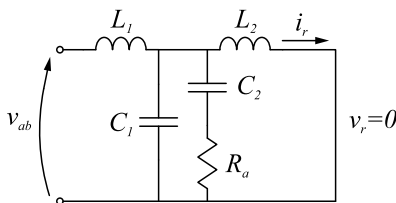


Figura 3.18 – Filtro *LCL* com amortecimento passivo capacitivo-resistivo.

Para definir  $C_2$ , os autores de [46] criam um segundo fator, denominado  $\alpha_C$ , que relaciona as capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$ . Após uma análise de compromisso entre perdas e capacidade de amortecimento, que não será incluída neste texto, definiu-se que o  $\alpha_C$  mais adequado é também o unitário. Portanto, assim como se fez  $L_1$  igual a  $L_2$ ,  $C_1$  será igual a  $C_2$ .

Por fim, para a definição de  $R_a$ , recorre-se à função de transferência do circuito da Figura 3.18, expressa em (3.17) e calculada no Apêndice D.

$$H_3(s) = \left. \frac{i_r(s)}{v_{ab}(s)} \right|_{v_r=0} = \frac{sC_2R_a + 1}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 R_a + s^3 L_1 L_2 (C_1 + C_2) + s^2 (L_1 + L_2) C_2 R_a + s(L_1 + L_2)} \quad (3.17)$$



Traçando-se o diagrama de Bode dessa função para diferentes valores de  $R_a$ , têm-se as curvas apresentadas na Figura 3.19. Quando  $R_a$  tende ao infinito, é intuitivo concluir que o ramo de amortecimento está em aberto e não influencia mais no circuito, o que leva ao comportamento já estudado do filtro *LCL* sem amortecimento, de frequência de ressonância  $f_0$ .

Fazendo agora  $R_a$  nulo, o pico de ressonância surge numa frequência diferente. É também intuitivo concluir que quando o resistor é um curto, resta apenas o capacitor no ramo de amortecimento, o qual, em paralelo com o outro capacitor, interfere no valor da capacitância do filtro e, conseqüentemente, na posição da frequência de ressonância.

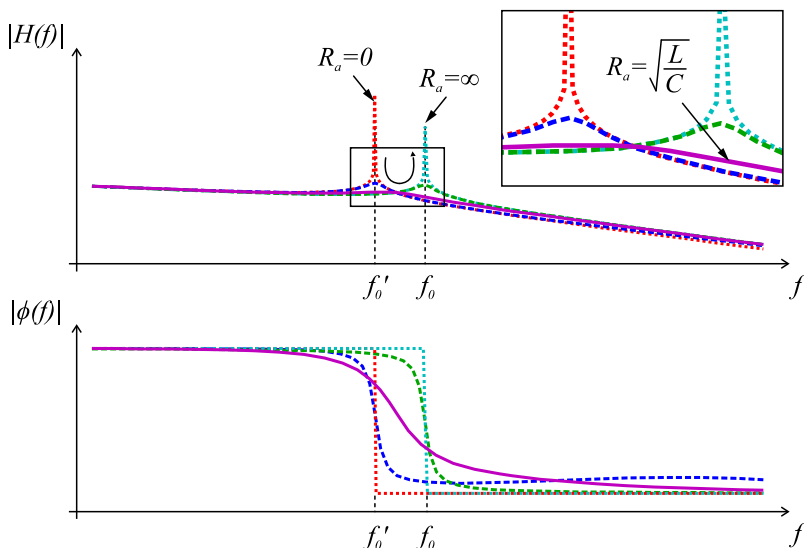


Figura 3.19 – Diagrama de Bode do filtro *LCL* amortecido para diferentes valores de  $R_a$ .

Qualquer valor de  $R_a$  intermediário conduzirá ao amortecimento da ressonância. O autor em [46] sugere calcular o resistor de amortecimento como mostra a equação (3.18). Esse procedimento permite atenuar ao máximo a ressonância. E mesmo que a expressão acarrete em um baixo valor de resistência, o capacitor  $C_2$  evita que correntes de baixa frequência circulem no ramo amortecedor e causem perdas adicionais.

$$R_a = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1 + C_2}} \quad (3.18)$$

A Tabela 3.2 reúne todas as equações da metodologia proposta para projeto do filtro *LCL* com ramo amortecedor capacitivo-resistivo, em ordem cronológica de aplicação. Algumas equações podem parecer diferentes das originais. Contudo, as alterações são apenas simplificações devidas aos fatores  $\alpha_L$  e  $\alpha_C$  unitários determinados. Por exemplo, nas equações que dependem do valor de  $L$ , substituiu-se essa grandeza por  $2L_I$ , já que  $L_I = L_2$  e  $L = L_I + L_2$ .

Tabela 3.2 – Equações para projeto do filtro *LCL* dispostas em ordem cronológica de utilização.

Etapa	Descrição	Equação
1	Cálculo de $L_I$	$L_I = \frac{p(V_r^{rms})^2}{4\pi f P}$
2	Análise da ondulação de corrente no indutor $L_I$	$\Delta I_{L_I} = \frac{V_b}{2f_S L_I}$
3	Cálculo de $L_2$	$L_2 = L_I$
4	Cálculo de $C_I$	$C_I = \frac{2}{(2\pi f_0)^2 L_I}$
5	Cálculo de $C_2$	$C_2 = C_I$
6	Cálculo de $R_a$	$R_a = \sqrt{\frac{L_I}{C_I}}$

### 3.4.3 Cálculo dos parâmetros do filtro e simulação

As especificações de projeto necessárias para cálculo dos parâmetros do filtro estão colocadas na Tabela 3.3. Aplicando essas especificações nas equações da Tabela 3.2, determinam-se os parâmetros do filtro passa-baixa *LCL* com ramo de amortecimento capacitivo-resistivo de saída. Os valores calculados estão reunidos na Tabela 3.4.

Com a porcentagem de queda de tensão sobre os indutores do filtro definida, a ondulação de corrente no indutor  $L_I$  ficou calculada em 7,7 A (o procedimento inverso também poderia ser aplicado e  $L_I$  ser projetado pela ondulação  $\Delta I_{L_I}$  desejada). Aparentemente, esse valor é elevado, todavia, somente poder-se-á concluir algo a respeito das perdas geradas por essa ondulação quando o estágio de potência do inversor for projetado. Além disso, deseja-se que a ressonância amortecida do filtro ocorra uma década abaixo da frequência de comutação (10 kHz). Isso implica ajustar  $f_0$  (ressonância não amortecida) para 15 kHz.

Tabela 3.3 – Especificações de projeto para cálculo dos parâmetros do filtro.

Grandeza	Valor
Potência ( $P$ )	250 W
Valor eficaz da tensão da rede elétrica ( $V_r^{rms}$ )	220 V
Tensão cc do barramento ( $V_{Cb}$ )	400 V
Frequência da rede elétrica ( $f$ )	60 Hz
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Frequência de ressonância do filtro sem amortecimento ( $f_0$ )	15 kHz
Porcentagem de queda de tensão sobre os indutores do filtro ( $p$ )	0,1 %

Tabela 3.4 – Valores calculados para os parâmetros do filtro  $LCL$ .

Parâmetro	Valor
Indutância $L_I$	260 $\mu$ H
Indutância $L_2$	260 $\mu$ H
Capacitância $C_I$	1 $\mu$ F
Capacitância $C_2$	1 $\mu$ F
Resistência $R_a$	15 $\Omega$

Uma breve simulação foi realizada para concluir se o filtro projetado opera como desejado. A Figura 3.20 apresenta os resultados do circuito simulado, o qual será apresentado em detalhes na Seção 3.5.

Pode-se observar claramente na figura a diferença de oscilação entre a corrente no indutor  $L_1$  e a corrente injetada na rede  $i_r$  (ou corrente no indutor  $L_2$ ). Enquanto uma apresenta oscilação de 7,6 A (condizente com o valor teórico calculado em 7,7 A), a outra atinge 65 mA (4 % do pico de corrente injetada na rede). Esse resultado evidencia o que já foi colocado: o capacitor serve de caminho de baixa impedância para as correntes de alta frequência; e a oscilação de corrente no indutor  $L_1$  aparenta ser elevada, devendo ser analisada com critério no projeto dos elementos de potência do conversor.

Foi também calculado o rendimento do filtro projetado, buscando avaliar as perdas associadas ao resistor de amortecimento. Para o conversor operando a 250 W, o resistor dissipa 511,3 mW de potência, o que acarreta rendimento de 99,80 % para o filtro simulado.

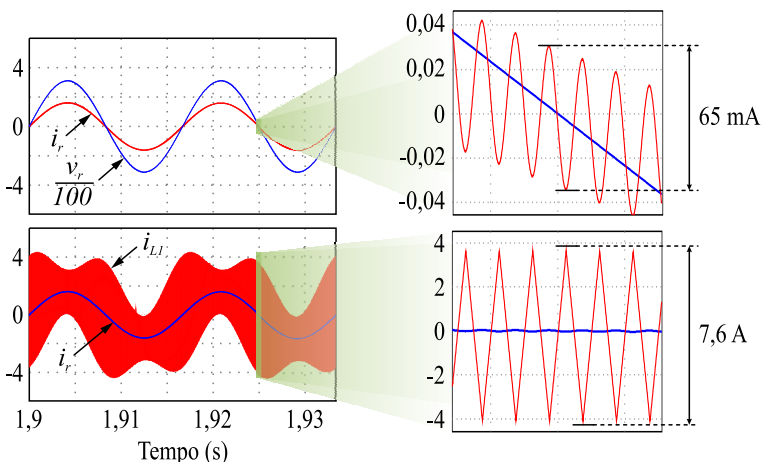


Figura 3.20 – Resultados de simulação do filtro  $LCL$  projetado.

### 3.5 MODELAGEM E CONTROLE

Será explanada, nesta seção, a abordagem empregada para concepção, projeto e simulação da estratégia de controle do inversor escolhido. Dentre os passos dessa abordagem, destacam-se a definição da malha de controle, a obtenção dos modelos de planta, o projeto dos compensadores e a simulação do sistema para diferentes situações de operação.

### 3.5.1 Definição da estratégia de controle

Como já descrito anteriormente, o conversor cc-ca escolhido possibilita a regulação da corrente de saída e da tensão de entrada. Deseja-se, portanto, que a estratégia de controle injete uma corrente senoidal livre de harmônicos na rede elétrica e regule o barramento cc de entrada. Para tal, propõe-se a utilização de duas malhas de controle cascadeadas, conforme apresenta a Figura 3.21: uma para regulação da corrente de saída e outra para a regulação da tensão de entrada.

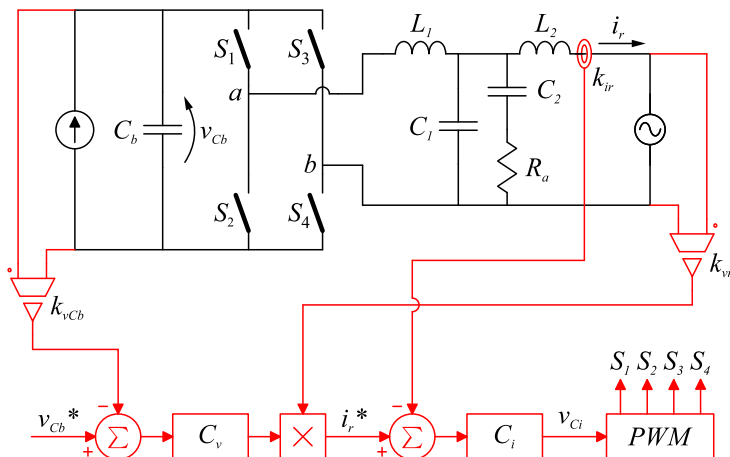


Figura 3.21 – Estratégia de controle do inversor proposto.

Acompanhando a estrutura de diagrama de blocos montada, inicia-se com a referência de tensão do barramento cc ( $v_{Cb}^*$ ), que deverá ser rastreada pela malha de controle de tensão. Para isso, subtrai-se dessa referência o valor lido da tensão do barramento cc de entrada, gerando-se assim o erro não compensado. Esse, por sua vez, é aplicado ao compensador de tensão  $C_v$ , o qual gera o erro compensado que, multiplicado por um sinal senoidal, servirá de referência para a malha de corrente.

Partindo-se para a malha de controle de corrente, esta se inicia com a referência  $i_r^*$  sendo subtraída do sinal de corrente de saída lido, gerando o erro não compensado. Este, por sua vez, passa pelo controlador de corrente  $C_i$  e é aplicado ao modulador PWM, o qual gerará os pulsos de comando para acionamento dos interruptores.

No diagrama proposto, o sinal senoidal (que multiplicado pelo erro compensado de  $C_v$  gera a referência de corrente  $i_r^*$ ) é concebido da simples medição da tensão da rede elétrica. Essa solução garante que corrente e tensão estejam em fase, mas insere na forma de onda da corrente as deformações geradas por harmônicos que porventura estejam presentes na composição espectral da tensão da rede. A solução para essa problemática é a utilização do chamado laço de travamento de fase (*Phase Locked Loop* – PLL), que será estudado ao final da presente seção.

Transcrevendo, agora, o circuito da Figura 3.21 numa representação completa por diagrama de blocos, tem-se o esquema exposto na Figura 3.22. Nessa nova configuração, o conversor foi representado na forma das plantas de corrente de saída por razão cíclica ( $G_{id}$ ) e tensão de entrada por corrente de saída ( $G_{vi}$ ).

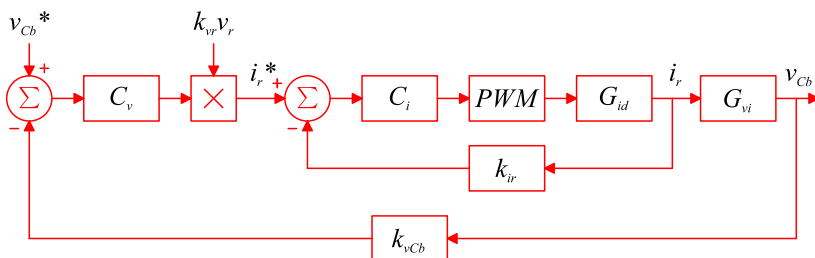


Figura 3.22 – Diagrama de blocos das malhas de controle do inversor.

Como primeiro passo para determinação das funções de transferência das plantas e do modulador PWM, será obtido o modelo médio de grandes sinais do conversor.

### 3.5.2 Obtenção do modelo médio de grandes sinais

A função do modelo médio de grandes sinais de qualquer conversor estático é representar seu comportamento (estático e dinâmico) em valores médios quase instantâneos, ou seja, exibir apenas o valor médio das grandezas num período de comutação. Isso permite suprimir da análise as oscilações na frequência de comutação, retirando as descontinuidades provenientes do acionamento dos interruptores e possibilitando a aplicação das técnicas clássicas de controle.

Analisando o conversor cc-ca proposto (Figura 3.23) acionado

pela modulação dois níveis, sabe-se que existem duas etapas de operação. Na primeira, como descrito anteriormente, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são postos a conduzir, enquanto  $S_2$  e  $S_3$  são mantidos bloqueados. Relacionando algumas grandezas do circuito, tem-se (3.19).

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{Cb} \\ i_x &= i_{L1} \end{aligned} \quad (3.19)$$

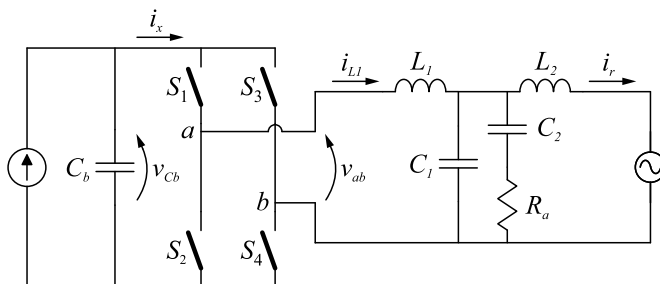


Figura 3.23 – Circuito do conversor cc-ca proposto.

Já na segunda etapa de operação, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são postos a conduzir, enquanto  $S_1$  e  $S_4$  são mantidos bloqueados. As grandezas agora se relacionam segundo (3.20).

$$\begin{aligned} v_{ab} &= -v_{Cb} \\ i_x &= -i_{L1} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Analisando os tempos em que são mantidas cada uma dessas etapas em um período de comutação, remete-se à Figura 3.24(a). Nota-se que, na modulação proposta, a primeira etapa de operação ocorre duas vezes no mesmo período. Como a geração da onda triangular garantirá simetria (igual inclinação das retas ascendente e descendente) e o sinal de controle  $v_c$  pode ser considerado constante num período de comutação, o intervalo de tempo  $\Delta t_1$  é igual ao intervalo de tempo  $\Delta t_3$ . A determinação dos três intervalos de tempo se resume, portanto, à análise gráfica da Figura 3.24(b).

A tensão da onda triangular varia de forma linear segundo a equação genérica (3.21) da reta.

$$v_{tri} = \alpha t + \beta \quad (3.21)$$

Os coeficientes angular e linear podem ser calculados por inspeção gráfica, por meio de (3.22).

$$\alpha = \frac{V_{tri} - (-V_{tri})}{\frac{T_S}{2} - 0} = \frac{4V_{tri}}{T_S} \quad (3.22)$$

$$\beta = -V_{tri}$$

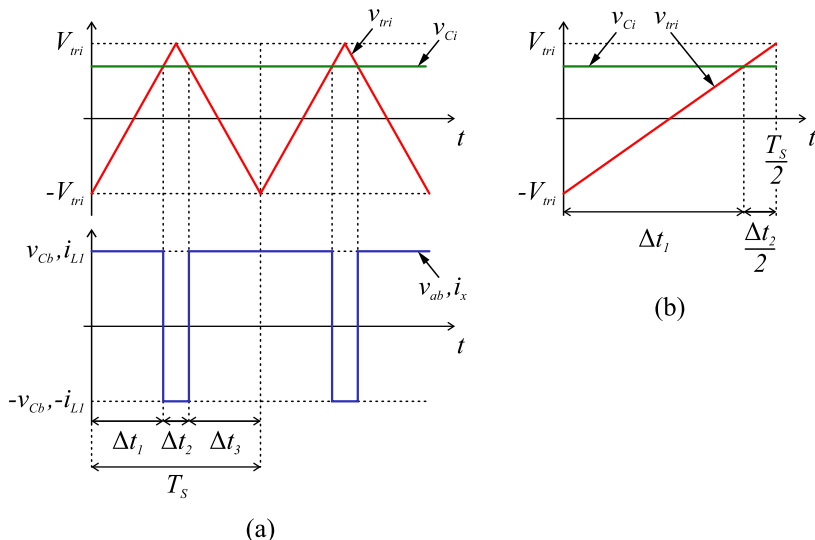


Figura 3.24 – Estudo da duração das etapas de operação na modulação dois níveis.

Substituindo-se os coeficientes determinados e isolando  $t$  na equação da reta, tem-se (3.23).

$$t = \frac{(v_{tri} + V_{tri})T_S}{4V_{tri}} \quad (3.23)$$

No instante de tempo em que a onda triangular cruza com o sinal de controle, tem-se  $v_{tri} = v_{Ci}$  e  $t = \Delta t_1$ . Logo,  $\Delta t_1$  pode ser calculado segundo (3.24).

$$\Delta t_1 = \frac{(v_{Ci} + V_{tri})T_S}{4V_{tri}} \quad (3.24)$$



$\Delta t_2$ , por sua vez, é obtido da relação em (3.25). E  $\Delta t_3$ , como já dito, é igual ao intervalo  $\Delta t_1$ .

$$\Delta t_1 + \frac{\Delta t_2}{2} = \frac{T_S}{2} \rightarrow \Delta t_2 = \frac{(-v_{Ci} + V_{tri})T_S}{2V_{tri}} \quad (3.25)$$

Em posse dos tempos das etapas no período de comutação, parte-se para o cálculo do valor médio quase instantâneo (v.m.q.i) das grandezas  $v_{ab}$  e  $i_x$ . A expressão em (3.26) realiza esse procedimento.

$$\begin{aligned} \langle v_{ab} \rangle_{T_S} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_1} v_{Cb} dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_2} (-v_{Cb}) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_3} v_{Cb} dt \\ \langle i_x \rangle_{T_S} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_1} i_{L1} dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_2} (-i_{L1}) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_3} i_{L1} dt \end{aligned} \quad (3.26)$$

Considerando as grandezas  $v_{Cb}$  e  $i_{L1}$  livres de oscilação dentro de um período de comutação, as integrais são facilmente solucionadas. A substituição dos intervalos de tempo  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_3$  previamente determinados nos resultados das integrais remete às expressões finais dispostas em (3.27).

$$\begin{aligned} \langle v_{ab} \rangle_{T_S} &= \frac{v_{Ci}}{\underbrace{V_{tri}}_d} v_{Cb} \\ \langle i_x \rangle_{T_S} &= \frac{v_{Ci}}{\underbrace{V_{tri}}_d} i_{L1} \end{aligned} \quad (3.27)$$

A relação  $v_{Ci}/V_{tri}$  é conhecida como razão cíclica e simbolizada pela letra  $d$ . Fica, portanto, determinado o modelo médio de grandes sinais do conversor cc-ca proposto. Na forma de circuito elétrico, os valores médios quase instantâneos das grandezas  $v_{ab}$  e  $i_x$  são representados na forma de fontes dependentes, como mostra a Figura 3.25.

Como forma de validar o modelo obtido, realizou-se uma simulação dos circuitos comutado e médio. Os resultados estão sintetizados na Seção E.1 do Apêndice E.

Em posse do modelo de grandes sinais validado, parte-se ao

projeto da malha de controle da corrente de saída.

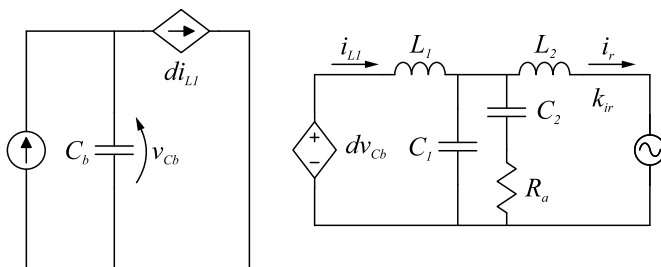


Figura 3.25 – Modelo médio de grandes sinais do inversor.

### 3.5.3 Projeto do compensador *feedback* da corrente de saída

A malha de controle da corrente de saída (Figura 3.26) corresponde a uma parte do diagrama de blocos completo apresentado anteriormente (Figura 3.22). Para que se possa projetar o compensador  $C_i$  utilizando as técnicas clássicas de controle, devem-se conhecer todos os seus elementos.

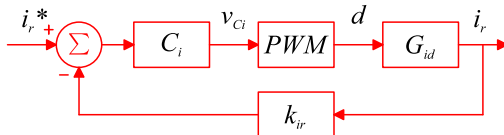


Figura 3.26 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída.

$k_{ir}$  corresponde ao ganho do sensor que faz a leitura da corrente de saída. Nas simulações, seu valor será considerado unitário.

O modulador PWM pode ter sua função de transferência determinada a partir da equação (3.27), a qual mostra que a razão cíclica corresponde à divisão do sinal de controle pelo valor de pico da triangular. Dessa forma, (3.28) mostra a função de transferência do bloco  $PWM$ , que representa uma constante e será intitulada  $k_{PWM}$ . A grandeza  $V_{tri}$  também será considerada unitária nas simulações.

$$k_{PWM} = \frac{d(s)}{v_{Ci}(s)} = \frac{1}{V_{tri}} \quad (3.28)$$

Por fim, utiliza-se o modelo médio de grandes sinais da Figura 3.25 para determinar a planta  $G_{id}$ . Nota-se que a fonte controlada de

tensão representa um elemento não linear dependente simultaneamente da razão cíclica  $d$  e da tensão do barramento  $v_{Cb}$ . Usando da técnica de linearização por pequenos sinais, supõe-se que serão aplicadas pequenas perturbações no sistema sobre pontos de operação conhecidos [49]. Matematicamente, esse raciocínio é escrito na forma das equações em (3.29).

$$\begin{aligned} d &= D + \tilde{d} \\ v_{Cb} &= V_{Cb} + \tilde{v}_{Cb} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Multiplicando  $d$  por  $v_{Cb}$ , determina-se (3.30), na qual são destacados os termos cc, ca de 1ª ordem e ca de 2ª ordem. Na técnica de linearização por pequenos sinais, o termos ca de 2ª ordem são desprezados, por resultarem de uma multiplicação de valores já muito pequenos. Os termos cc, por sua vez, são úteis para análise estática do conversor, mas não cabem na análise dinâmica que aqui se aplica. Seguem na análise, portanto, os termos ca de 1ª ordem.

$$v_{ab} = dv_{Cb} = (D + \tilde{d})(V_{Cb} + \tilde{v}_{Cb}) = \underbrace{DV_{Cb}}_{\text{Termo cc}} + \underbrace{D\tilde{v}_{Cb} + \tilde{d}V_{Cb}}_{\text{Termos ca de 1ª ordem}} + \underbrace{\tilde{d}\tilde{v}_{Cb}}_{\text{Termo ca de 2ª ordem}} \quad (3.30)$$

De posse da função de transferência  $i_r$  por  $v_{ab}$  do filtro  $LCL$ , utilizada na Seção 3.4.2 e calculada no Apêndice D, substitui-se a tensão  $v_{ab}$  de entrada pelos termos ca de 1ª ordem da expressão determinada em (3.30), conforme mostra (3.31).

$$\left. \frac{i_r(s)}{D\tilde{v}_{Cb}(s) + \tilde{d}(s)V_{Cb}} \right|_{v_r(s)=0} = \frac{sC_2R_a + 1}{s^4L_1L_2C_1C_2R_a + s^3L_1L_2(C_1 + C_2) + s^2(L_1 + L_2)C_2R_a + s(L_1 + L_2)} \quad (3.31)$$

Dessa função de transferência, duas plantas podem ser obtidas: corrente  $i_r$  pela perturbação na tensão de barramento  $v_{Cb}$  ou corrente  $i_r$  pela perturbação na razão cíclica  $d$ . A segunda planta é a de interesse e fica determinada segundo (3.32). Sua validação pode ser conferida na Seção E.2 do Apêndice E.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{i_r(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\substack{v_r(s)=0 \\ v_{Cb}(s)=0}} = \frac{V_{Cb}(sC_2R_a + 1)}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 R_a + s^3 L_1 L_2 (C_1 + C_2) + s^2 (L_1 + L_2) C_2 R_a + s(L_1 + L_2)} \quad (3.32)$$

Tendo-se determinado todas as funções de transferência que compõe os blocos da Figura 3.26, parte-se para o projeto do compensador  $C_i$ . Este se inicia com o cálculo da função de transferência de malha aberta (FTMA) da malha de controle de corrente. A FTMA pode ser compensada ( $FTMA_C$ ) ou não compensada ( $FTMA_{NC}$ ), dependendo, respectivamente, da presença ou ausência do bloco compensador na sua expressão. As equações em (3.33) esclarecem o que se explica.

$$\begin{aligned} FTMA_{NCi} &= k_{PWM} G_{id} k_{ir} \\ FTMA_{Ci} &= C_i FTMA_{NCi} \end{aligned} \quad (3.33)$$

A Figura 3.27 esboça o diagrama de Bode da  $FTMA_{NC}$  da malha de corrente ( $FTMA_{NCi}$ ). O projeto do filtro de saída alocou a frequência de ressonância em aproximadamente 10 kHz. Nota-se que, nos intermédios dessa frequência, a fase inverte de -90 para -270 graus. Se a malha de corrente não atenuar as componentes de frequência acima da ressonância, não se garante a estabilidade do sistema, em função das componentes apresentarem fase menor que -180 graus.

Para garantir atenuação das componentes com frequência acima da ressonância, optou-se por inserir uma margem de ganho na frequência de ressonância. Dessa forma, escolhendo 1,5 kHz de frequência de cruzamento por 0 dB, garante-se uma margem de ganho aproximada de 7 dB, que dá liberdade para as pequenas variações paramétricas do sistema na prática.

Para que a curva de magnitude cruze 0 dB na frequência desejada, ajusta-se o ganho da malha de controle mediante a inserção de um controlador proporcional. Tomando a equação da  $FTMA_{Ci}$  anteriormente apresentada em (3.33), substituindo o operador  $s$  por  $j\omega$  e aplicando o módulo a ambos os lados da expressão, tem-se (3.34), uma equação dependente da frequência angular  $\omega$ .

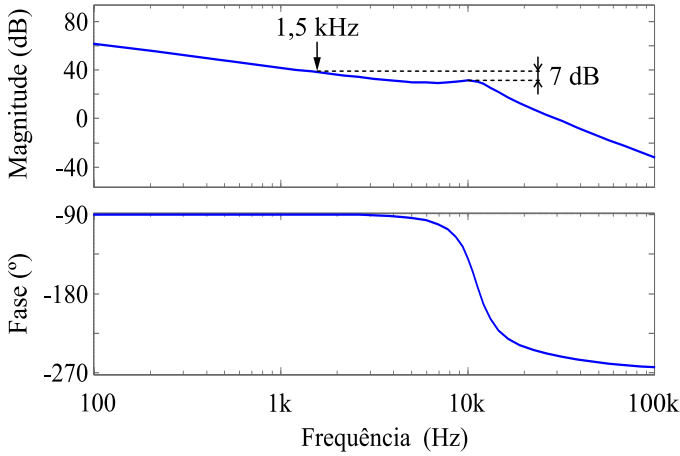


Figura 3.27 – Diagrama de Bode da  $FTMA_{NC}$  da malha de corrente.

$$|FTMA_{Ci}(\omega)| = |C_i(\omega)| |FTMA_{NCi}(\omega)| \quad (3.34)$$

Deseja-se, com a aplicação de um compensador proporcional de ganho  $k_p$ , que o módulo da  $FTMA_{Ci}$  seja unitário (0 dB) na frequência de cruzamento  $\omega_{Ci}$ . Em termos matemáticos, isso se resume ao exposto em (3.35).

$$\underbrace{|FTMA_{Ci}(\omega_{Ci})|}_1 = \underbrace{|C_i(\omega_{Ci})|}_{k_p} |FTMA_{NCi}(\omega_{Ci})| \quad (3.35)$$

Logo, o cálculo do ganho  $k_p$  pode ser realizado utilizando-se a expressão (3.36), bastando saber qual é o valor do módulo da  $FTMA_{NCi}$  na frequência de cruzamento  $\omega_{Ci}$  desejada. Por inspeção gráfica na Figura 3.27, esse valor está por volta de 40 dB (ganho 100), o que resultaria num  $k_p$  aproximado de 0,01.

$$k_p = \frac{1}{|FTMA_{NCi}(\omega_{Ci})|} \quad (3.36)$$

A simples utilização de um compensador proporcional, todavia, não garante o rastreamento da referência de corrente, que oscila à frequência de 60 Hz. Para suprir essa necessidade, adiciona-se uma parcela ressonante ao  $k_p$  para compor a expressão de  $C_i$ , conforme mostra (3.37).

$$C_i = k_p + \frac{2k_r\omega_a s}{s^2 + 2\omega_a s + \omega_r^2} \quad (3.37)$$

O autor em [50] propõe uma metodologia de projeto do controlador proporcional + ressonante (PR), a qual foi seguida neste trabalho. Primeiramente, determina-se a frequência de ressonância  $\omega_r$  do controlador, calculada conforme (3.38), na qual  $f$  é a frequência da rede elétrica.

$$\omega_r = 2\pi f \quad (3.38)$$

Os parâmetros  $k_r$  e  $\omega_a$ , por sua vez, representam o ganho da parcela ressonante e o termo de amortecimento, respectivamente. O primeiro determina o ganho do controlador na frequência de ressonância. Já o segundo evita o ganho infinito em  $\omega_r$ , ou seja, a idealidade do compensador e, por conseguinte, o posicionamento dos polos sobre o eixo imaginário (estabilidade marginal). Quanto maior for  $\omega_a$ , mais ampla será a faixa de ganho da parcela ressonante e mais robusto será o controlador a variações da frequência da rede.

O autor em [50] apresenta uma série de diagramas de Bode com variações paramétricas do compensador ressonante e suas influências na resposta em frequência. Seguindo as diretrizes dadas, optou-se por iniciar com  $k_r$  e  $\omega_a$  unitários, variando-se seus valores de maneira a aumentar  $k_r$  e diminuir  $\omega_a$ , sempre mantendo o produto dessas duas grandezas unitário. Em seguida, ignorou-se a regra do produto unitário e aumentou-se apenas  $k_r$  com o intuito de alargar a faixa de ressonância, continuamente monitorando a margem de fase da  $FTMA_{Ci}$ .

O resultado desse procedimento pode ser analisado na Figura 3.28. Três curvas de módulo e fase foram plotadas, para três condições diferentes de  $k_r$  e  $\omega_a$ . Nota-se que a variação dessas grandezas com manutenção do produto constante pouco afeta a fase da  $FTMA_{Ci}$ , alterando apenas o pico de ganho na frequência de 60 Hz. Quando, entretanto, altera-se o valor de  $k_r$  para 5000 e deixa-se de manter o produto constante, percebe-se um alargamento significativo da faixa de ganho ressonante e alteração também na fase.

Os valores respectivos de 5000 e 0,01 para  $k_r$  e  $\omega_a$  são considerados adequados para a malha de controle de corrente que aqui se projeta. Estes resultam em elevado ganho nas intermediações da

frequência de 60 Hz (e garantem rastreamento da referência, mesmo com pequenas variações na frequência da rede), além de assegurar 54° de margem de fase na frequência de cruzamento de 1,9 kHz (que ficou deslocada da frequência de 1,5 kHz previamente projetada em função do alargamento da banda ressonante, pela alteração de  $k_r$ ).

Os parâmetros do compensador da malha de corrente estão, portanto, determinados e reunidos na Tabela 3.5. A forma numérica da equação do controlador pode ser visualizada em (3.39) e o código completo utilizado para projeto está disponível na Seção F.1 do Apêndice F.

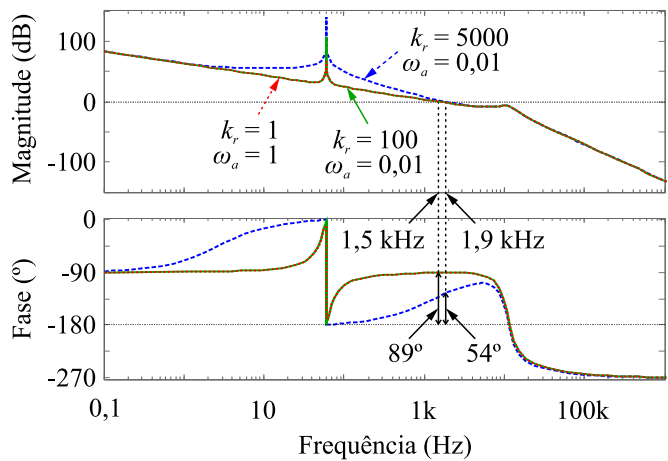


Figura 3.28 – Diagramas de Bode da  $FTMA_C$  da malha de corrente.

Tabela 3.5 – Parâmetros do controlador PR de corrente.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional ( $k_p$ )	0,012
Ganho ressonante ( $k_r$ )	5000
Termo de amortecimento ( $\omega_a$ )	0,01
Frequência ressonante ( $\omega_r$ )	377

$$C_i = 0,012 + \frac{100s}{s^2 + 0,02s + 1,42 \times 10^5} \quad (3.39)$$

Com o intuito de validar o projeto do compensador da malha de controle de corrente, realizou-se uma simulação com o circuito mostrado na Figura 3.29. Este também foi o circuito utilizado para validação do projeto do filtro *LCL*, que não havia sido mostrado anteriormente.

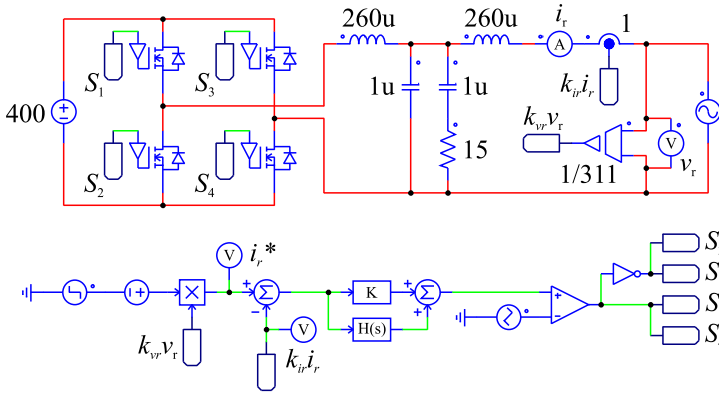


Figura 3.29 – Circuito simulado para validação da malha de controle de corrente.

Os resultados obtidos da simulação estão esquematicamente reunidos na Figura 3.30. Consta-se que a leitura da corrente de entrada segue a referência imposta à malha de controle. A corrente  $i_r$  apresenta baixa distorção harmônica (THD de 1,3 %) para os 250 W de potência processados na simulação. Dessa maneira, estando também tensão e corrente da rede em fase, garante-se fator de potência unitário da estrutura.

Passados 1,92 segundos de simulação, provocou-se a mudança na corrente senoidal de referência, que vinha com 1,3 A de amplitude e foi passada para 1,6 A de amplitude. O controle respondeu bem ao degrau e após um milissegundo voltou a seguir adequadamente a referência.

A literatura sugere ainda a utilização de parcelas ressonantes sintonizadas em alguns dos harmônicos de baixa frequência, com o intuito de rejeitar deformações na forma de onda da corrente em função do conteúdo harmônico presente na tensão da rede [50], [51]. Uma vez



que a referência de corrente será gerada por um circuito PLL e estará livre distorção, os ganhos ressonantes gerados nas frequências dos harmônicos trabalham no sentido de depreciar a amplitude destes, em malha fechada.

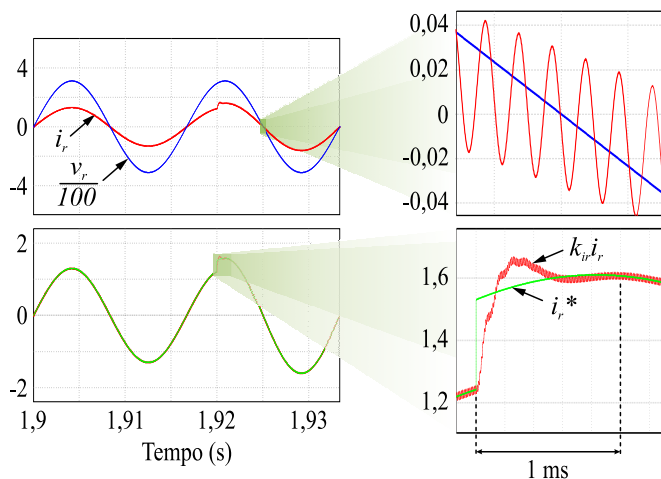


Figura 3.30 – Resultado de simulação da malha de controle de corrente.

A Figura 3.31 mostra o diagrama de Bode de um projeto de compensador de corrente (intitulado multirressonante, neste trabalho) com parcelas ressonantes centradas nas frequências de 60, 180, 300 e 420 Hz (fundamental, terceiro, quinto e sétimo harmônicos).

O procedimento de projeto é o mesmo utilizado até aqui, bastando alterar o valor da frequência ressonante  $\omega_r$ , para incluir o harmônico desejado, e do ganho  $k_r$ , dependendo do quanto se deseja atenuar. O termo de amortecimento  $\omega_a$  foi mantido igual a 0,01 para todas as parcelas ressonantes do compensador; e o ganho proporcional (mantido em 0,012) continua definindo a frequência de cruzamento.

A quantidade de parcelas ressonantes a ser utilizada e também o valor do ganho ressonante de cada uma devem ser cuidadosamente escolhidos de acordo com a banda passante que se tem disponível para controle. Deve-se garantir uma distância adequada entre a frequência de cruzamento e a frequência da parcela ressonante de mais alta ordem, evitando perda acentuada da margem de fase.

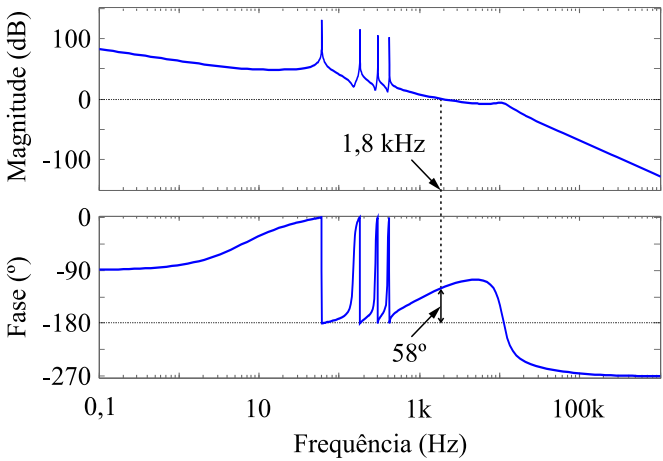


Figura 3.31 – Diagrama de Bode do projeto do compensador multirressonante.

O projeto do diagrama da Figura 3.31 foi conservador na escolha dos ganhos, que estão colocados na Tabela 3.6. Essa medida busca prevenir problemas futuros de perda de margem de fase, ocasionados, dentre outros fatores, pela digitalização das malhas de controle (atrasos de amostragem) e pela influência da indutância de linha da rede à qual o microinversor está conectado.

Nas simulações do Capítulo 5, a tensão da rede será acrescida de distorção harmônica para uso e teste do compensador multirressonante. O ajuste fino dos ganhos foi feito em paralelo aos testes de bancada.

Tabela 3.6 – Ganhos do compensador multirressonante.

Ganho ressonante	Valor
Componente fundamental	2000
3ª componente harmônica	1000
5ª componente harmônica	500
7ª componente harmônica	500

3.5.4 Projeto do compensador *feedforward* da corrente de saída

Antes de avançar ao projeto da malha de controle da tensão do barramento, cabe destacar a utilização de uma malha de controle do tipo

*feedforward* para compensação da perturbação causada pela tensão da rede no controle da corrente de saída.

Considerou-se, na obtenção da função de transferência do filtro *LCL* (Seção 3.4.2),  $v_r$  nulo. Em muitos casos, o compensador de corrente  $C_i$  tem a capacidade de rejeitar essa perturbação. Contudo, a utilização de um controle *feedforward* não somente auxilia na redução dos esforços de controle, como também na redução de picos de corrente na partida [52], [53].

Repetindo-se a Figura 3.15(b), agora com  $v_r$  não nulo, tem-se o circuito da Figura 3.32, cuja malha permite escrever (3.40). Como visto na Seção 3.4.2, esse circuito é um caso particular de operação do filtro *LCL* para grandezas que atuam em baixa frequência (e se enquadra nessa análise da perturbação causada por  $v_r$ ).

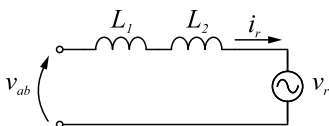


Figura 3.32 – Circuito equivalente do filtro *LCL* para baixas frequências.

$$v_{ab} = s(L_1 + L_2)i_r + v_r \quad (3.40)$$

A tensão  $v_{ab}$  foi definida em (3.27) como sendo o produto da tensão de barramento  $v_{Cb}$  pela razão cíclica de operação  $d$ . Usando desse conceito em (3.40) e manipulando os termos, tem-se (3.41). Esse resultado pode ser adicionado ao diagrama de blocos da Figura 3.26, tornando-o da forma como mostrado na Figura 3.33.

$$i_r = (dv_{Cb} - v_r) \frac{1}{s(L_1 + L_2)} \quad (3.41)$$

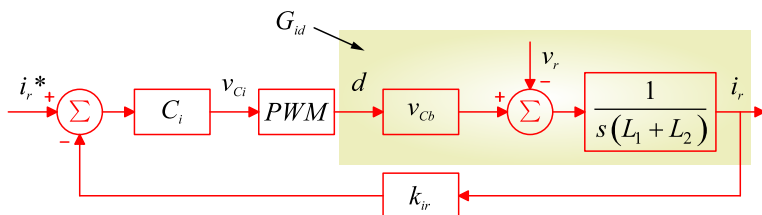


Figura 3.33 – Malha de controle de corrente com a perturbação de  $v_r$ .

A álgebra de blocos permite, a partir do diagrama, escrever a função de transferência da corrente de saída  $i_r$  em relação às entradas  $i_r^*$  e  $v_r$ , conforme expressado em (3.42).

$$i_r = \frac{C_i k_{PWM} v_{Cb}}{s(L_1 + L_2) + C_i k_{PWM} v_{Cb} k_{ir}} i_r^* + \frac{-1}{s(L_1 + L_2) + C_i k_{PWM} v_{Cb} k_{ir}} v_r \quad (3.42)$$

Nota-se que duas grandezas permitem reduzir a influência da perturbação  $v_r$  na malha de controle de corrente: a indutância do filtro de saída ( $L_1 + L_2$ ) e o compensador  $C_i$ . Ou seja, no caso de filtros de saída de elevada indutância (como o filtro  $L$  simples) ou no caso de compensadores de corrente com elevado ganho na frequência de  $v_r$ , a perturbação pode ser bem reduzida e não influenciar em  $i_r$ . Contudo, no caso do filtro  $LCL$  proposto (em função dos baixos valores de indutância) a perturbação na corrente se torna expressiva e exigiria a sintonia de  $C_i$  com ganhos elevados em 60 Hz e suas múltiplas.

A técnica de controle por compensador *feedforward* (Figura 3.34) auxilia nessa problemática e utiliza da tensão lida na rede para gerar um sinal de controle, o qual busca (por alimentação direta da malha) anular o efeito da perturbação. Essa estratégia é sujeita a variações paramétricas, por não ser realimentada, mas auxilia em ajustes grossos, aliviando transitórios e esforços de controle. A regulação fina de  $i_r$  fica a cargo do compensador  $C_i$  já projetado, o qual é realimentado e garante precisão.

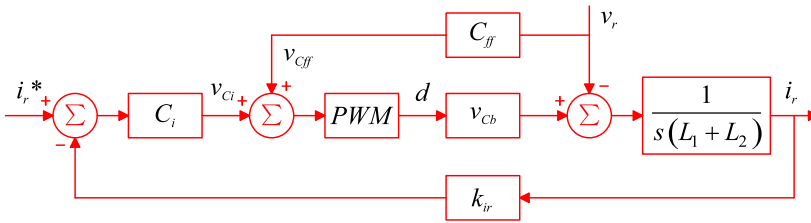


Figura 3.34 – Diagrama de blocos da estratégia de compensação por *feedforward*.

Usando novamente da álgebra de blocos, escreve-se (3.43).

$$i_r = \frac{C_i k_{PWM} v_{Cb}}{s(L_1 + L_2) + C_i k_{PWM} v_{Cb} k_{ir}} i_r^* + \frac{C_{ff} k_{PWM} v_{Cb} - 1}{s(L_1 + L_2) + C_i k_{PWM} v_{Cb} k_{ir}} v_r \quad (3.43)$$

Fazendo  $C_{ff}$  igual ao inverso do produto  $k_{PWM}v_{Cb}$ , anula-se o efeito da perturbação  $v_r$  na malha de controle, restando ao compensador  $C_i$  (feedback) regular a corrente  $i_r$  segundo a dinâmica já estudada na Seção 3.5.3. Matematicamente, tem-se (3.44). Sendo  $k_{PWM}$  unitário, conforme Seção 3.5.3, pode-se escrever a ação de controle do *feedforward* ( $v_{Cff}$ ) como sendo a razão da tensão da rede pela tensão do barramento cc, e a estratégia se torna de simples implementação digital.

$$C_{ff} = \frac{v_{Cff}}{v_r} = \frac{1}{k_{PWM}v_{Cb}} \rightarrow v_{Cff} = \frac{v_r}{v_{Cb}}, \quad k_{PWM} = 1 \quad (3.44)$$

### 3.5.5 Projeto do compensador da tensão de entrada

Parte-se, agora, ao projeto da malha de controle da tensão do barramento. Aludindo-se novamente ao diagrama de blocos completo do sistema de controle, repetido na Figura 3.35 por conveniência, destaca-se a parcela correspondente à malha de corrente já projetada.

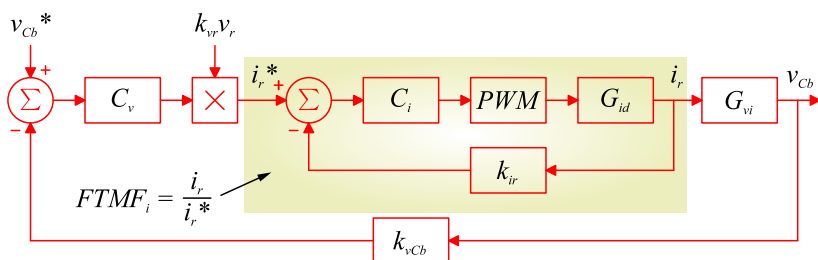


Figura 3.35 – Diagrama de blocos das malhas de controle do inversor.

A malha de corrente pode ser representada por uma função de transferência, chamada função de transferência de malha fechada (FTMF). Esta relaciona a corrente de saída do inversor  $i_r$  com sua respectiva referência  $i_r^*$  e permite reduzir o diagrama de blocos ao da Figura 3.36.

Conforme explica [21], se houver desacoplamento dinâmico entre as duas malhas, é possível representar a malha de corrente como um ganho na malha de tensão. Em outras palavras, se o controle de corrente for projetado com largura de banda muito maior que o controle de tensão ( $\omega_{ci} \gg \omega_{cv}$ ), a atuação do primeiro se dará com mais rapidez que do segundo e as grandezas  $i_r$  e  $i_r^*$  estarão em sintonia, discrepantes

apenas pelo valor de  $k_{ir}$ .

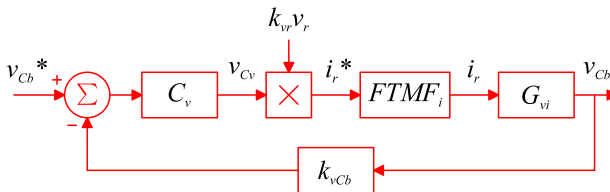


Figura 3.36 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de entrada.

Em termos matemáticos, escreve-se a  $FTMF_i$  segundo (3.45). Perturbar a referência dessa malha fechada de maneira lenta significa fazer  $s = j\omega \rightarrow 0$ . Aplicando essa consideração à equação (3.45), estando substituídas as funções de transferência que a compõe, obtém-se o resultado de (3.46).

$$FTMF_i = \frac{C_i k_{PWM} G_{id}}{1 + C_i k_{PWM} G_{id} k_{ir}} \quad (3.45)$$

$$FTMF_i(s \rightarrow 0) = \frac{1}{k_{ir}} \quad (3.46)$$

O bloco multiplicador também insere um ganho na malha. Como  $i_r^*$  é resultado do produto de  $v_{Cv}$  por  $k_{vr}v_r$ , escreve-se a equação (3.47).

$$i_r^* = v_{Cv} k_{vr} v_r = v_{Cv} k_{vr} V_r^{pico} \sin(\omega t) \quad (3.47)$$

Se a malha de controle da tensão for adequadamente projetada (de maneira que a ação de controle  $v_{Cv}$  seja constante e livre de oscilação), a referência de corrente seguirá o comportamento senoidal da rede elétrica. Assim, o controle de tensão pode ser feito alterando-se a amplitude da referência senoidal de corrente: aumentando-a, para que mais corrente seja injetada na rede e a tensão do barramento diminua; ou diminuindo-a, para que menos corrente seja injetada na rede e a tensão do barramento aumente.

Colocando essas considerações em termos matemáticos, reescreve-se a expressão (3.47) na forma de (3.48), com os valores de pico das grandezas, e determina-se a função de transferência do bloco multiplicador.

$$k_m = \frac{I_r^{pico} *}{V_{C_v}} = k_{vr} V_r^{pico} \quad (3.48)$$

Por fim, deve-se determinar a função de transferência da planta de tensão de entrada por corrente de saída  $G_{vi}$ . Esta será obtida do circuito da Figura 3.37, na qual se faz uso da operação do conversor cc-ca como retificador. Nessa configuração, pode-se supor uma resistência de carga no barramento, emulando a potência processada pela estrutura, e analisar diretamente sobre ela a variação da tensão para perturbações na referência de corrente.

Da premissa que o balanço de potência do sistema deva ser satisfeito, escreve-se a equação (3.49), a qual relaciona a potência fornecida pela fonte com a absorvida pelo par  $R_c$ - $C_b$ .

$$P_r = P_{C_b} + P_{R_c}$$

$$\frac{V_r^{pico} I_r^{pico}}{2} = v_{C_b} C_b \frac{dv_{C_b}}{dt} + \frac{v_{C_b}^2}{R_c} \quad (3.49)$$

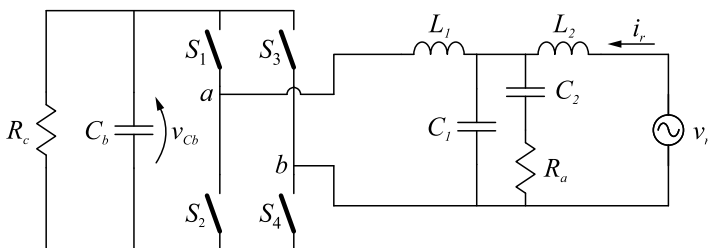


Figura 3.37 – Circuito para obtenção da planta  $G_{vi}$ .

Seguindo a mesma técnica de linearização por pequenos sinais utilizada na obtenção da planta  $G_{id}$ , aplica-se uma perturbação em torno de um ponto de operação na corrente de pico da rede ( $I_r^{pico}$ ) para se obter a dinâmica resultante na grandeza  $v_{C_b}$ , como mostra (3.50).

$$\frac{V_r^{pico} (I_r^{pico} + \tilde{i}_r)}{2} = (V_{C_b} + \tilde{v}_{C_b}) C_b \frac{d(V_{C_b} + \tilde{v}_{C_b})}{dt} + \frac{(V_{C_b} + \tilde{v}_{C_b})^2}{R_c} \quad (3.50)$$

Desprezando os termos advindos da multiplicação de perturbações e desconsiderando os termos cc, obtém-se a expressão (3.51).

$$\frac{V_r^{pico} \tilde{i}_r}{2} = V_{Cb} C_b \frac{d\tilde{v}_{Cb}}{dt} + \frac{2V_{Cb} \tilde{v}_{Cb}}{R_c} \quad (3.51)$$

Por fim, aplica-se a transformada de Laplace para se obter a função desejada, mostrada em (3.52).

$$G_{vi} = \frac{\tilde{v}_{Cb}}{\tilde{i}_r} = \frac{V_r^{pico}}{2V_{Cb}} \frac{1}{sC_b + \frac{2}{R_c}} \quad (3.52)$$

Numa primeira análise, o capacitor de barramento será projetado conforme indica [21], por intermédio da equação (3.53), alterada por um fator dois em função da utilização da modulação dois níveis, que duplica a oscilação da corrente no capacitor de barramento em relação à modulação três níveis.

$$C_b = 2 \frac{P}{4\pi f V_{Cb}^2 \Delta V_{Cb\%}} \quad (3.53)$$

Com as especificações de projeto apresentadas anteriormente na Tabela 3.3 e supondo uma oscilação máxima desejada de 1 % na tensão de saída, determina-se 415  $\mu\text{F}$  como valor mínimo para  $C_b$ . O resistor emulador de carga é calculado segundo (3.54) e assume o valor de 640  $\Omega$  para a potência de 250 W. A validação deste modelo de planta se encontra na Seção E.3 do Apêndice E para conferência.

$$R_c = \frac{V_{Cb}^2}{P} \quad (3.54)$$

Retomando-se o diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão, nota-se ser composto das funções de transferência que acabaram de ser obtidas, como mostra a Figura 3.38. Seguindo o mesmo procedimento adotado para projeto da malha de controle de corrente, obtém-se a expressão (3.55) da  $FTMA_{NC}$  de tensão ( $FTMA_{NCv}$ ).

$$FTMA_{NCv} = k_m \frac{1}{k_{ir}} G_{vi} k_{vCb} \quad (3.55)$$

A  $FTMA_{NCv}$  não possui polo na origem. Pelo princípio do modelo interno, isso significa concluir que haverá erro em regime permanente



para a referência constante de 400 V que se deseja aplicar à malha. Para contornar esse problema, será utilizado um controlador proporcional + integrador (PI), que além de inserir um polo na origem e garantir erro nulo ao degrau, permite o ajuste da dinâmica por meio da sintonia do zero que o compensador insere no sistema. A função de transferência do controlador tem a forma de (3.56).

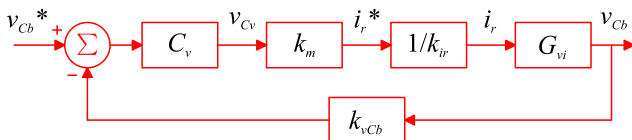


Figura 3.38 – Diagrama simplificado da malha de controle da tensão de entrada.

$$C_v = k_{pi} \frac{s + \omega_z}{s} \quad (3.56)$$

Escrevendo, pois, a  $FTMA_{C_v}$  com a inserção da expressão do compensador, tem-se (3.57), que pode novamente ser representada em função da frequência angular para o regime permanente senoidal.

$$FTMA_{C_v} = k_{pi} \frac{s + \omega_z}{s} FTMA_{NC_v} \quad (3.57)$$

$$FTMA_{C_v}(\omega) = k_{pi} \frac{j\omega + \omega_z}{j\omega} FTMA_{NC_v}(\omega)$$

Fazendo o módulo da  $FTMA_{C_v}$  unitário (0 dB) na frequência de cruzamento  $\omega_{C_v}$  e garantindo margem de fase  $M_f$  nessa mesma frequência, podem-se determinar os parâmetros  $k_{pi}$  e  $\omega_z$ , calculados segundo as expressões (3.58) e (3.59) [21].

$$M_f = 180^\circ + \left| FTMA_{C_v}(\omega_{C_v}) \right| \quad (3.58)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_{C_v}}{\lg \left[ M_f - 90^\circ - \left| FTMA_{NC_v}(\omega_{C_v}) \right| \right]}$$

$$\left| FTMA_{C_v}(\omega_{C_v}) \right| = 1$$

$$k_{pi} = \frac{\omega_{C_v}}{\left| FTMA_{NC_v}(\omega_{C_v}) \right| \sqrt{\omega_{C_v}^2 + \omega_z^2}} \quad (3.59)$$

Optou-se pela frequência de cruzamento de 10 Hz e pela margem de fase de  $70^\circ$ , para que o compensador opere lentamente na malha de tensão e com resposta dinâmica pouco oscilatória. Levando esses dados e as especificações de projeto a um código em Matlab (disponível na Seção F.2 do Apêndice F), obtiveram-se os valores respectivos de 0,0732 e 30,1 rad/s para as grandezas  $k_{pi}$  e  $\omega_z$ . A equação final do compensador de tensão é representada por (3.60).

$$C_v = 0,0732 \frac{s + 30,1}{s} \quad (3.60)$$

O circuito simulado para validação do compensador de tensão se encontra ilustrado na Figura 3.39; e seus resultados, na Figura 3.40.

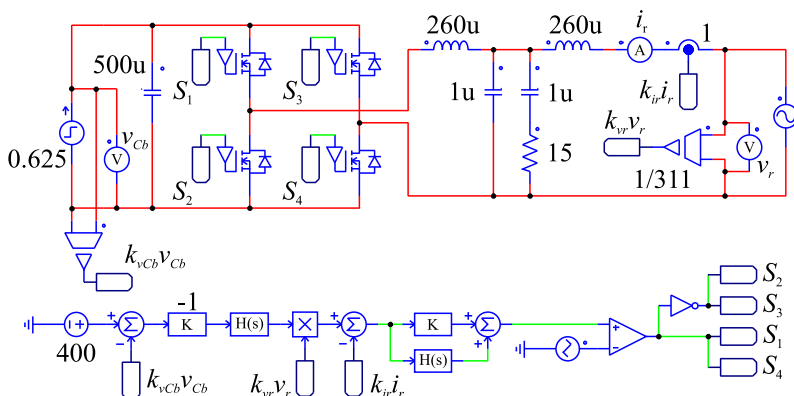


Figura 3.39 – Circuito de simulação para validação do controle de tensão.

Analisando detalhadamente a forma de onda da corrente, esboçada na Figura 3.41(a), nota-se uma leve deformação que acaba por descaracterizar a senoide desejada. Em termos técnicos, a forma de onda apresenta THD de 4,26 %, próximo ao limite de 5 % estabelecido em norma. Percebe-se que essa distorção advém da malha de controle de tensão, pois o sinal  $i_r^*$ , que deveria ser puramente senoidal, já apresenta distorção na sua essência. Isso se explica, pois o controlador de tensão busca, mesmo que minimamente, compensar a oscilação de 120 Hz da tensão do barramento, natural das estruturas de inversores/retificadores monofásicos conectados à rede. Essa tentativa força um sinal de controle  $v_{Cv}$  não mais constante, mas levemente oscilante, que distorce a

referência de corrente.

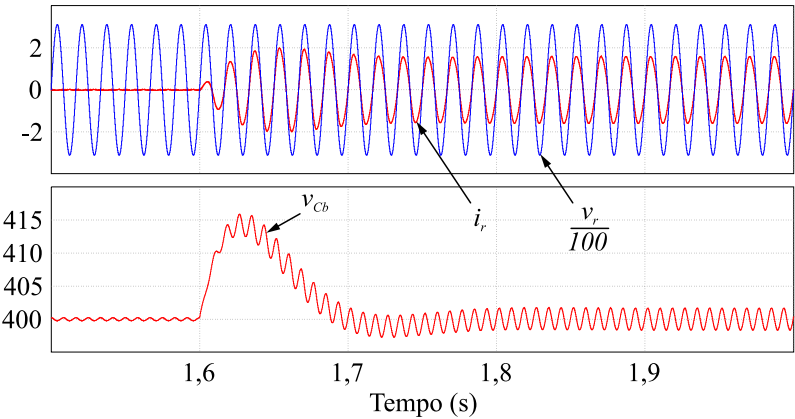


Figura 3.40 – Resultado de simulação do conversor operando com as duas malhas de controle.

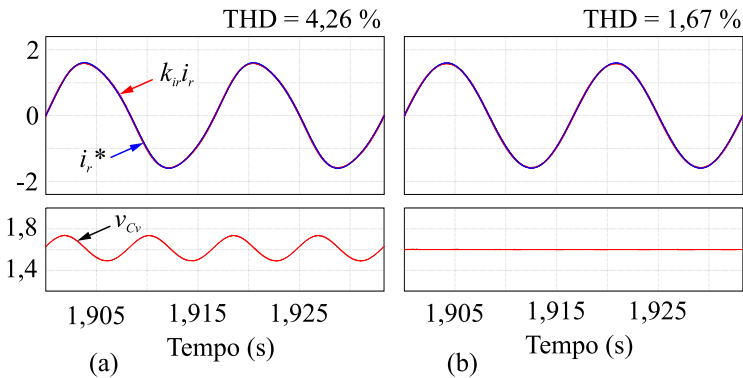


Figura 3.41 – Sobreposição dos sinais de corrente lido e de referência sem o filtro rejeita-faixa na leitura de tensão (a) e com o filtro (b).

Uma solução para essa questão seria projetar o controlador de tensão com menor banda passante, que o deixaria mais lento e imune à oscilação em 120 Hz. Contudo, a reação às variações de potência do sistema seria ainda mais lenta, fato não desejável, pois eleva ou afunda demasiadamente a tensão do barramento nos transitórios.

Outra solução (que foi aqui adotada) é a utilização de um filtro

rejeita-faixa no ramo da leitura da tensão do barramento de entrada, sintonizado na frequência de 120 Hz. Dessa forma, a malha de controle de tensão não toma conhecimento dessa oscilação no capacitor de entrada e não busca compensá-la. A Figura 3.41(b) mostra o resultado nos sinais  $i_r^*$  e  $k_{ir}i_r$  com aplicação dessa estratégia. A THD ficou em 1,67 % e a equação do filtro está expressa em (3.61), na qual o valor 30 representa a largura de banda da faixa de rejeição, em Hz.

$$H_{vcb} = \frac{s^2 + (2\pi \cdot 120)^2}{s^2 + 2\pi \cdot 30 \cdot s + (2\pi \cdot 120)^2} \quad (3.61)$$

### 3.5.6 Laço de travamento de fase (PLL)

Para fechar a seção de modelagem e controle do conversor cc-ca escolhido, será explanada a estratégia utilizada para geração do sinal senoidal de referência de corrente. Como mencionado anteriormente, a tensão da rede pode possuir conteúdo harmônico. Se a referência de corrente for gerada a partir da simples medição do sinal de tensão, esse conteúdo será carregado para sua forma de onda e, dificilmente, ficará com THD e amplitude de harmônicos dentro da norma.

São várias as propostas encontradas na literatura para solução dessa problemática. Dentre elas se destacam as estratégias baseadas no chamado laço de travamento de fase (PLL), que também aparecem em grande número de proposições. A técnica de PLL escolhida para o microinversor foi explicada e utilizada por [54] e [55], e é aplicada na forma como ilustra o diagrama de blocos da Figura 3.42.

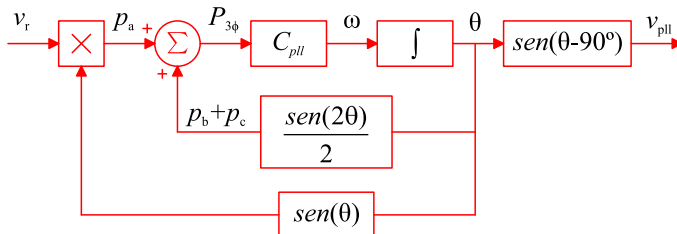


Figura 3.42 – Diagrama de blocos da técnica de PLL utilizada.

A estratégia se baseia no equacionamento da potência instantânea total num circuito trifásico equilibrado de cargas lineares. Essa potência, que corresponde à soma das potências instantâneas de cada fase ( $p_a + p_b +$

$p_c$ ), apresenta a peculiaridade de ser constante em regime permanente, apesar das potências individuais de cada fase oscilarem no dobro da frequência da rede. Além disso, essa potência total é igual à potência ativa processada pelo sistema trifásico ( $P_{3\phi}$ ). A matemática por detrás dessas afirmações pode ser consultada nos trabalhos de [54] e [55].

A malha de controle da Figura 3.42 opera no sentido de anular  $P_{3\phi}$ . Para tal, o compensador ( $C_{pll}$ ) gera um sinal correspondente à frequência angular do sistema ( $\omega$ ) que, quando integrado, fornece um ângulo  $\theta$  defasado de  $90^\circ$  da angulação da tensão lida na rede ( $v_r$ ). Usando esse ângulo para compor sinais de corrente, os quais estarão em quadratura com a tensão da rede, serão geradas potências  $p_a$ ,  $p_b$  e  $p_c$  que somadas resultarão num valor de  $P_{3\phi}$  nulo.

O diagrama da Figura 3.42 já se encontra simplificado em relação ao princípio de funcionamento que foi descrito. A soma das potências das fases fictícias  $b$  e  $c$  é emulada matematicamente por um dos blocos do diagrama e a estratégia pode ser utilizada para circuitos monofásicos. Subtraindo  $90^\circ$  do ângulo  $\theta$  gerado pela malha, obtém-se um sinal de tensão de referência ( $v_{pll}$ ) em fase com o sinal de tensão  $v_r$ .

O compensador PI é uma boa escolha para a malha da PLL, garantindo erro nulo e boa dinâmica (3.62). Seu projeto é realizado da mesma forma que o projeto do compensador de tensão da Seção 3.5.4, considerando a  $FTMA_{NC}$  como sendo a função de transferência de um integrador puro (1/s). Escolhendo a frequência de cruzamento de 20 Hz e a margem de fase de  $60^\circ$  garante-se um bom compromisso entre velocidade de transição e rejeição a perturbações.

$$C_{pll} = 108,8 \frac{s + 72,55}{s} \quad (3.62)$$

O circuito simulado para comprovação do funcionamento da PLL está apresentado na Figura 3.43. A perturbação de valor 377 serve para partir o circuito, pois se não estiver presente, a saída é mantida nula. Numa implementação digital, inicializar a saída do controlador com esse valor já seria o suficiente. Além disso, o integrador deve ser resetável para não ocasionar o estouro de memória das variáveis.

À tensão de entrada foram acrescentados harmônicos de terceira e quinta ordem, buscando uma maior semelhança com a tensão que efetivamente se mede na rede de distribuição local. Os resultados dessa

simulação estão sintetizados na Figura 3.44. Nota-se que, decorrido o 0,2 segundo de simulação, o laço de travamento de fase implementado sincronizou seu sinal de referência com a tensão da rede elétrica. Destaca-se também a variação do ângulo  $\theta$  (com o seu devido *reset*) e a anulação da potência trifásica quando o sincronismo é atingido.

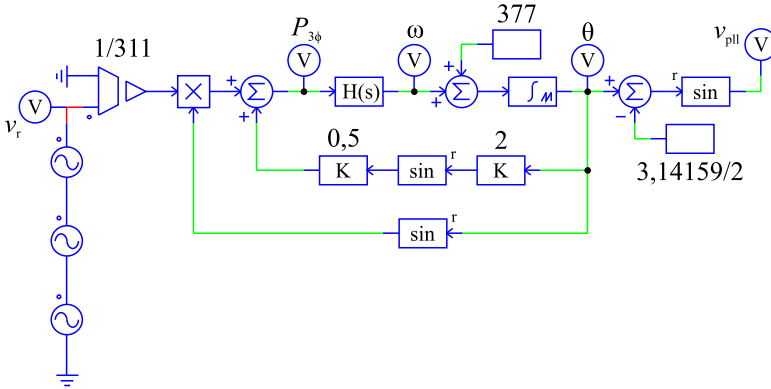


Figura 3.43 – Simulação da estratégia de PLL.

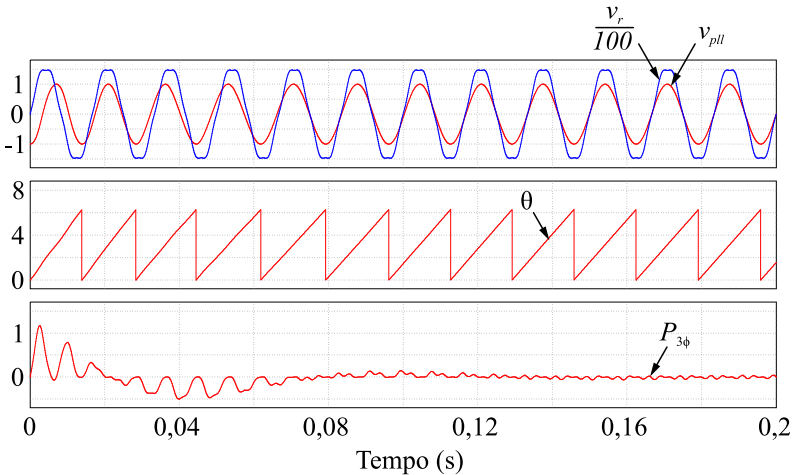


Figura 3.44 – Resultados de simulação do PLL.

### 3.6 ESTRATÉGIA DE ANTI-ILHAMENTO

Como fechamento do capítulo de estudo e projeto do estágio cc-ca do microinversor, será apresentada a estratégia de anti-ilhamento adotada para garantir segurança na rede de distribuição à qual o sistema estará conectado.

De acordo com as normas que regulamentam os inversores para geração fotovoltaica conectados à rede elétrica, estes devem interromper o fornecimento de energia quando a rede, por motivos de falha ou interrupção proposital, é desligada. A operação continuada do inversor nesses casos é conhecida como operação em ilha e pode causar problemas nos equipamentos conectados ao sistema elétrico. Ainda em um caso mais crítico, o ilhamento pode provocar acidentes com os profissionais que prestam manutenção da rede, ao considerá-la desenergizada.

Operação em ilha é o termo utilizado para caracterizar a situação em que o inversor funciona mesmo estando desconectada a rede elétrica. Para entender o princípio de ocorrência desse efeito, considera-se o esquema da Figura 3.45. Nesse cenário, a rede elétrica está operando normalmente e tanto alimenta as cargas locais a ela conectadas quanto recebe a energia do conjunto microinversor-módulo.

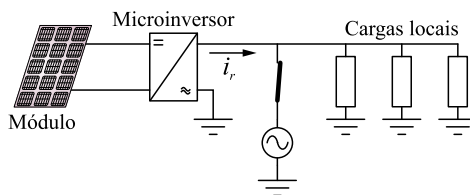


Figura 3.45 – Cenário de operação do microinversor com a rede elétrica conectada.

Supondo agora uma situação em que a rede é desconectada por falha ou por necessidade de manutenção, tem-se o cenário da Figura 3.46. Neste, a corrente  $i_r$  (que anteriormente era injetada na rede) passa a alimentar as cargas locais. Numa situação comum, as cargas conectadas à rede demandam elevada potência, não sendo supridas integralmente pela corrente fornecida pelo microinversor. Tal cenário resultaria em afundamento da tensão, o que implicaria a detecção da operação em ilha (por sub-tensão) e o microinversor seria desligado.

Contudo, é possível que o conjunto de cargas locais seja de alta impedância (baixa carga) e quando alimentado pela corrente  $i_r$  do microinversor (ou conjunto de microinversores) gere tensão dentro da faixa de operação (80 a 110 % da tensão nominal, tratando-se da NBR 16149). Neste caso não será detectada a variação na tensão e o microinversor permanecerá operando, alimentando a rede local.

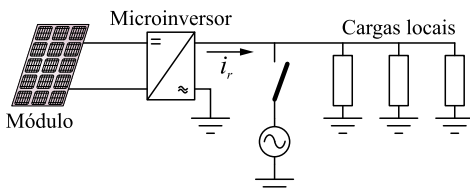


Figura 3.46 – Cenário de operação do microinversor com a rede elétrica desconectada.

Além disso, a impedância combinada das cargas pode conter ressonância na frequência da rede (60 Hz, por exemplo). Neste caso, a detecção do ilhamento se torna ainda mais complicada, pois o algoritmo de sobre ou sub-frequência também não desativaria o inversor.

Nesse sentido, alguns métodos foram criados com o intuito de evitar a operação em ilha. Os métodos de anti-ilhamento (AI), como conhecidos, são divididos em remotos e locais. Os remotos exigem a comunicação com a concessionária para obtenção da informação de desconexão da rede, o que os tornam caros e de mais difícil implantação. Já os locais operam nos próprios algoritmos de controle dos inversores e são subdivididos em passivos, ativos e híbridos [55]-[57]. Dentre os métodos ativos, dois foram escolhidos para utilização: método Sandia de deslocamento de frequência (*Sandia Frequency Shift* – SFS) e método Sandia de deslocamento de tensão (*Sandia Voltage Shift* – SVS), ambos desenvolvidos no *Sandia National Laboratories*.

O método SFS é regido pela equação (3.63). Qualquer variação na frequência lida ( $f$ ) em relação à frequência de referência da rede local ( $f^*$ ) é ponderada pelo ganho  $K_{SFS}$  e somada à variável  $erro_f$  juntamente com uma constante  $cf_0$ . Essa, por sua vez, é somada ao ângulo de referência da PLL ( $\theta$ ) a cada período de rede. Se a rede estiver conectada, essa adição não surtirá mudança no ângulo  $\theta$ , uma vez que a frequência é imposta pela própria rede. A partir do momento de



desconexão, a adição de  $erro_f$  à variável  $\theta$  representa uma realimentação positiva e provoca deslocamento na frequência para fora do seu ponto nominal de operação. Quando o deslocamento é detectado por sobre ou sub-frequência, o inversor é desativado.

$$erro_f = cf_0 + K_{SFS}(f - f^*) \quad (3.63)$$

O método SVS segue o mesmo princípio do método SFS, mas neste caso, uma realimentação positiva é aplicada à amplitude da referência de corrente de saída do inversor, com base na equação (3.64). A diferença no valor eficaz da tensão da rede entre duas amostras subseqüentes (lidas a cada período de rede) é também ponderada por um ganho ( $K_{SVS}$ ) e acumulada à variável  $erro_v$ . Esta, por sua vez, é somada à amplitude de referência da corrente de saída. Se a rede estiver desconectada, perturbações na corrente de saída do microinversor acarretarão mudanças na tensão e o equipamento será desativado por sobre ou sub-tensão.

$$erro_v = erro_v + K_{SVS}(V_{ef}^k - V_{ef}^{k-1}) \quad (3.64)$$

Os ganhos  $K_{SFS}$  e  $K_{SVS}$  (denominados ganhos de aceleração) são calculados com base no perfil das cargas locais. Utiliza-se, a título de teste experimental ou via simulação, um conjunto indutor-resistor-capacitor conectado em paralelo, conforme Figura 3.47. A impedância dessa carga pode ser caracterizada segundo sua frequência de ressonância ( $f_0$ ) e seu fator de qualidade ( $Q_f$ ), matematicamente representados por (3.65).

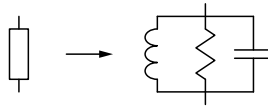


Figura 3.47 – Perfil de carga local utilizado para teste dos métodos de AI.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.65)$$

$$Q_f = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

O perfil mais restritivo é o encontrado na recomendação nº 929-

2000 da IEEE [55] que estabelece 2,5 como fator de qualidade máximo (correspondente a 0,37 de fator de potência). A norma europeia IEC 61727, por exemplo, exige  $Q_f$  máximo unitário (menos restritiva).

Os ganhos de aceleração são, então, calculados segundo as equações em (3.66), extraídas de [55]. O método SVS exige a aplicação de um filtro passa-baixa no cálculo do valor eficaz da tensão da rede e sua frequência de corte ( $\omega_c$ ) deve ser utilizada para o cálculo de  $K_{SVS}$ . Além disso, o atraso de um período da rede na atuação do método SVS (16,67 ms para 60 Hz) deve ser utilizado também no cálculo do ganho, representado por  $a$ .

$$K_{SFS} > \frac{4Q_f}{\pi f_0}$$

$$K_{SVS} > \frac{1}{aR\omega_c} + \frac{C}{a} \quad (3.66)$$

Utilizando a restrição mais exigente para o fator de qualidade e uma frequência de corte de 10 Hz para o filtro da medição do valor eficaz da tensão, determinam-se os parâmetros dos métodos AI até aqui estudados. O resistor  $R$  é calculado para que, a uma potência de 250 W processada pelo microinversor, 220 V eficazes sejam gerados na carga. Os valores estão reunidos na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Parâmetros dos métodos de AI.

Grandeza	Valor
Fator de qualidade ( $Q_f$ )	2,5
Frequência de ressonância ( $f_0$ )	60 Hz
Resistor da carga local ( $R$ )	193,6 $\Omega$
Indutor da carga local ( $L$ )	205,4 mH
Capacitor da carga local ( $C$ )	34,25 $\mu$ F
Atraso do método SVS ( $a$ )	16,67 ms
Frequência de corte do filtro SVS ( $\omega_c$ )	62,8 rad/s
Ganho de aceleração SFS ( $K_{SFS}$ )	0,053
Ganho de aceleração SVS ( $K_{SVS}$ )	0,0070
Constante inicial SFS ( $cf_0$ )	0,05

A constante  $cf_0$  é escolhida a partir de um compromisso entre

velocidade de detecção e defasagem tensão-corrente máxima permitida por norma. Uma opção adequada (obtida a partir de análises via simulação) é utilizar o mesmo valor do ganho  $K_{SFS}$ . O ajuste final dessa constante deve ser realizado experimentalmente.

A Figura 3.48 apresenta um resultado de simulação do método de AI. Em 1,8 segundos foi provocada a desconexão da fonte que simula a rede elétrica. A partir desse instante, deu-se início a um deslocamento na frequência para longe do seu ponto nominal de operação de 60 Hz, devido à realimentação positiva do método SFS. Decorridos três períodos e meio da rede, a frequência ultrapassa seu valor superior limite (60,5 Hz) e o inversor é desativado.

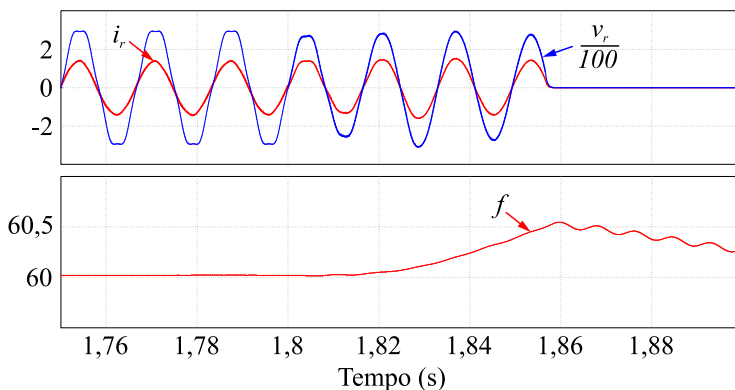


Figura 3.48 – Detecção do ilhamento por sobre-frequência.

### 3.7 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou, detalhadamente, toda a metodologia adotada para projeto do estágio cc-ca do microinversor fotovoltaico.

Inicialmente, foi apresentada uma revisão do estado da arte dos conversores cc-ca monofásicos, dando foco às estruturas mais utilizadas atualmente para processamento de energia solar fotovoltaica. Definiu-se que, dentro das exigências do projeto, o conversor em ponte completa é o mais promissor para atender aos requisitos de elevado rendimento, robustez e qualidade da corrente injetada na rede elétrica.

Foi encontrado na literatura, contudo, várias menções à necessidade de se atentar as correntes de modo comum que circulam

pelo capacitor parasita do módulo fotovoltaico. Foram, então, realizados estudos da influência dessas correntes na operação de algumas das estruturas e de que maneira a sua circulação pelo conversor poderia ser evitada. Escolheu-se, então, a modulação dois níveis, que é livre de propriedade intelectual e reduz significativamente as correntes parasitas.

A modulação dois níveis apresenta desvantagem com relação ao volume do filtro de saída necessário para atenuação das componentes de alta frequência. Dessa forma, após um breve estudo de estruturas de filtro passa-baixa, optou-se pelo emprego do filtro *LCL* com amortecimento capacitivo-resistivo. Para seu projeto, uma metodologia foi proposta com base em alguns artigos científicos.

Definidos o filtro de saída e a estratégia de modulação, partiu-se para o projeto da estratégia de controle do conversor. Optou-se pelo cascadeamento de duas malhas de controle: uma para a corrente de saída e outra para a tensão de entrada. A primeira tem como objetivo injetar uma corrente na rede elétrica dentro das normas que regulamentam os inversores fotovoltaicos. Já a segunda regula a tensão do barramento de entrada, dando possibilidade ao rastreamento da máxima potência dos módulos fotovoltaicos pelo estágio cc-cc.

Como última seção do capítulo, apresentou-se a estratégia de anti-ilhamento que será utilizada no microinversor para garantir a segurança da rede de distribuição local.

# FILTRO ATIVO DE DESACOPLAMENTO

“Procurem viver em paz, tratem dos seus próprios assuntos e vivam do seu próprio trabalho. Assim, vocês não precisarão viver às custas de ninguém.” 1 Ts 4:11-12

## 4.1 INTRODUÇÃO

O capacitor de barramento de 500  $\mu\text{F}$  utilizado nas simulações da Seção 3.5.4 foi projetado com o intuito de mitigar as oscilações em 120 Hz na entrada do inversor, criadas pela inevitável conexão do conversor à rede elétrica e consequente pulsação de potência no dobro da frequência da rede, no lado cc do circuito. Por ser projetado para baixa frequência, o capacitor torna-se volumoso e exige a utilização de materiais eletrolíticos na sua confecção, para reduzi-lo em volume. O uso de capacitores eletrolíticos não é uma opção interessante para o processamento de energia solar fotovoltaica, pois se deseja que os inversores tenham elevada vida útil e esses capacitores tendem a falhar antes dos demais componentes do equipamento [9].

Para que se utilizem capacitores de maior vida útil, como os de filme, o valor da capacitância deve ser reduzido para que estes não ocupem demasiado espaço no gabinete do inversor. A redução da capacitância, contudo, implica o aumento da oscilação de 120 Hz na tensão de entrada e o barramento perde sua característica de fonte de tensão constante. Isso implica, principalmente, distorção da corrente de saída do inversor (degradando sua qualidade) e oscilação da tensão do módulo fotovoltaico (dificultando o rastreamento da máxima potência).

Uma solução que tem sido adotada com sucesso na resolução desse problema é a utilização de um filtro ativo em paralelo com o capacitor de barramento [58]-[64]. Seu princípio de funcionamento é

simples: absorver e injetar energia no capacitor de maneira a compensar a flutuação de tensão. O presente capítulo apresenta a aplicação da técnica ao circuito cc-ca do microinversor e descreve suas vantagens.

## 4.2 ORIGEM DA OSCILAÇÃO DE TENSÃO DE 120 HZ NO BARRAMENTO

Analisando o estágio cc-ca do microinversor (Figura 4.1), pode-se calcular a potência injetada na rede elétrica pela multiplicação dos sinais senoidais de corrente e tensão (que são mantidos em fase pela malha de controle de corrente), conforme (4.1).

$$p_r = v_r i_r = V_r^{pico} \sin(\omega t) I_r^{pico} \sin(\omega t) = V_r^{pico} I_r^{pico} \sin^2(\omega t) \quad (4.1)$$

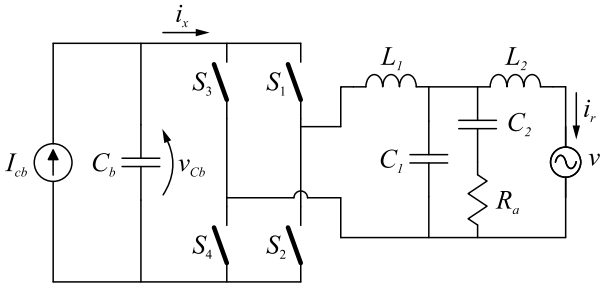


Figura 4.1 – Estágio cc-ca do microinversor sem filtro ativo.

Usando uma identidade trigonométrica, escreve-se (4.1) na forma de (4.2). Nota-se que a potência instantânea  $p_r$  é composta por uma parcela constante  $P$  (potência ativa) e uma oscilatória em duas vezes a frequência da rede  $p_{Cb}$  (potência reativa). Tratando-se de um circuito sem perdas e desconsiderando as oscilações provenientes da comutação em alta frequência, toda essa potência instantânea é refletida para a entrada do inversor e acaba sendo dividida entre o conversor cc-cc (representado por uma fonte de corrente constante) e o capacitor de barramento.

$$p_r = V_r^{pico} I_r^{pico} \sin^2(\omega t) = \underbrace{\frac{V_r^{pico} I_r^{pico}}{2}}_P - \underbrace{\frac{V_r^{pico} I_r^{pico}}{2} \cos(2\omega t)}_{p_{Cb}} \quad (4.2)$$

Como a fonte de corrente assume apenas a parcela constante da

potência instantânea, cabe ao capacitor absorver e injetar a parcela de potência flutuante no sistema, para garantir o balanço total de potência. Isso causa flutuação na sua tensão, que passa a ser expressiva quando a capacitância não é elevada.

Para provar essa afirmação, supõe-se que a tensão no capacitor de barramento é composta por uma componente constante e outra oscilatória. Essa última será representada por um seno no dobro da frequência da rede e amplitude de pico-a-pico igual a  $\Delta V_{Cb}$ . Calcula-se, em seguida, a corrente e a potência no capacitor, conforme (4.3).

$$\begin{aligned} v_{Cb} &= V_{Cb} + \tilde{v}_{Cb} = V_{Cb} + \frac{\Delta V_{Cb}}{2} \sin(2\omega t) \\ i_{Cb} &= C_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = \omega C_b \Delta V_{Cb} \cos(2\omega t) \\ p_{Cb} &= \omega C_b v_{Cb} \Delta V_{Cb} \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Assumindo, como já mencionado, que o capacitor absorverá toda a parcela reativa da potência instantânea que circula pelo sistema, é válida a igualdade em (4.4), concebida da junção de (4.3) e (4.2). Obtém-se, portanto, uma expressão para a amplitude da oscilação de tensão no barramento, segundo (4.5), e percebe-se que o valor da capacitância é a única variável ajustável na busca por reduzir a oscilação de tensão no barramento cc do microinversor.

$$\underbrace{\frac{V_r^{pico} I_r^{pico}}{2}}_P \cos(2\omega t) = \omega C_b v_{Cb} \Delta V_{Cb} \cos(2\omega t) \quad (4.4)$$

$$\Delta V_{Cb} = \frac{P}{\omega C_b v_{Cb}} \quad (4.5)$$

Com a inserção do filtro ativo ao circuito, entretanto, pode-se desviar a parcela ondulatória de potência para outro capacitor e devolvê-la posteriormente, reduzindo a oscilação de tensão no barramento principal e garantindo sua característica de fonte de tensão constante. Esse princípio pode ser visto na Figura 4.2. A área hachurada “A” representa a parcela de energia demandada pela rede que está acima da potência máxima que o conversor cc-cc pode fornecer ( $P$ ). Essa parcela seria suprida pelo filtro ativo, e o capacitor de barramento não

apresentaria flutuação de tensão. Para a parcela “B” o princípio é análogo. Neste caso, o conversor cc-cc fornece mais potência do que a rede pode receber e o filtro ativo entraria como acumulador de energia, garantindo novamente a constância da tensão do barramento.

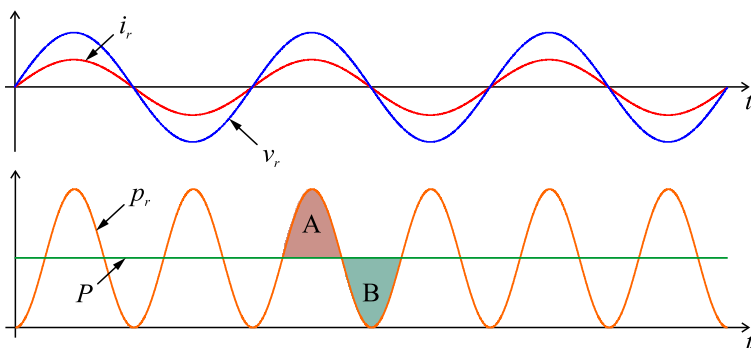


Figura 4.2 – Formas de onda das grandezas na rede elétrica.

### 4.3 ESCOLHA E ANÁLISE DE UMA ESTRUTURA DE FILTRO ATIVO

A Figura 4.3 mostra a estrutura de filtro ativo proposta para o microinversor, já acoplada ao estágio cc-ca. O circuito é composto por dois interruptores ( $S_5$  e  $S_6$ ) e um indutor de interfaceamento ( $L_f$ ) entre os capacitores do barramento ( $C_b$ ) e do filtro ativo ( $C_f$ ). Acionando adequadamente os interruptores, é possível deslocar a componente de corrente de 120 Hz presente no espectro de  $i_x$  para o capacitor  $C_f$  através de  $L_f$ . Isso resulta numa corrente  $i_{xf}$  livre da componente no dobro da frequência da rede e o capacitor de barramento  $C_b$  não tem sua tensão variada nessa frequência. Resta a este o papel de filtrar as componentes de alta frequência oriundas das comutações.

A Figura 4.4 mostra as formas de onda das correntes em questão, considerando apenas as componentes cc e ca em 120 Hz. As correntes das formas de onda também podem ser representadas matematicamente, conforme (4.6).

A estrutura de filtro ativo escolhida é um conversor bidirecional, o qual opera como *buck* ou como *boost* dependendo da maneira com que os interruptores são acionados. Na operação como *buck*, mantém-se  $S_6$  sempre bloqueado e comuta-se  $S_5$ , transferindo energia do capacitor  $C_b$



para o capacitor  $C_f$  (retirando energia do barramento). Como *boost*, mantém-se  $S_5$  bloqueado e comuta-se  $S_6$ , fazendo a energia fluir no sentido inverso.

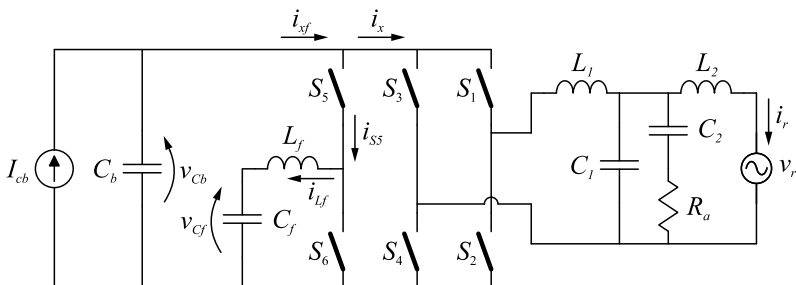


Figura 4.3 – Estágio cc-ca do microinversor com filtro ativo.

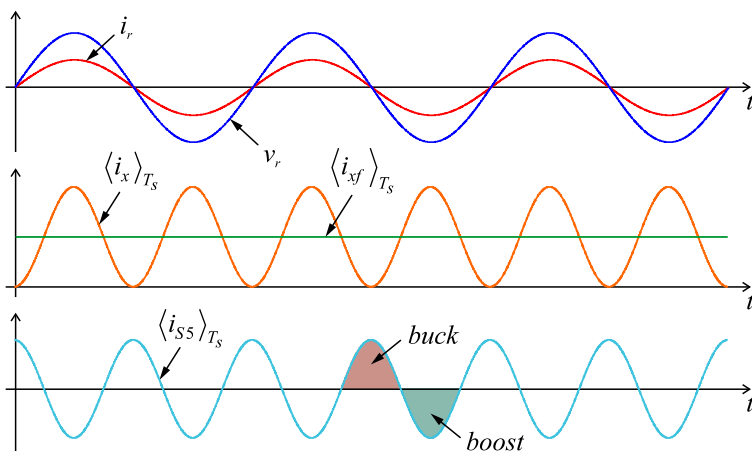


Figura 4.4 – Formas de onda das grandezas na entrada do filtro ativo.

$$\begin{aligned}
 \langle i_x \rangle_{T_s} &= \langle i_{xf} \rangle_{T_s} - \langle i_{s5} \rangle_{T_s} \\
 \langle i_{xf} \rangle_{T_s} &= I_{Cb} = \frac{P}{V_{Cb}} \\
 \langle i_{s5} \rangle_{T_s} &= \frac{P}{V_{Cb}} \cos(2\omega t)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Os interruptores precisam conduzir corrente nos dois sentidos,

mas bloquear tensão apenas em um. Logo, interruptores unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente são exigidos nessa estrutura, representados pelos pares MOSFET-diodo na Figura 4.5.

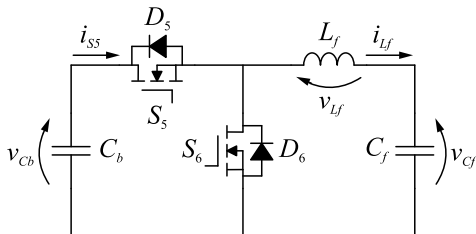


Figura 4.5 – Estrutura do filtro ativo em outra perspectiva.

Como mostrado na Figura 4.4, o v.m.q.i. da corrente  $i_{S5}$  deve ser cossenoidal. Algumas são as maneiras de se conseguir esse perfil, dentre elas, pelo controle da corrente  $i_{Lf}$ , pelo controle da corrente  $i_{S5}$  ou ainda pela operação em malha aberta e cálculo da razão cíclica. Os autores de [63] utilizam a estratégia em malha aberta e alcançam bons resultados, retirando a necessidade de utilização de um sensor de corrente para controle da estrutura. Essa será a técnica aqui empregada.

### 4.3.1 Análise matemática da operação

O acionamento dos interruptores é dependente da maneira de operação que se deseja (*buck* ou *boost*), o que exige duas análises matemáticas. A condução do indutor será descontínua (modo de condução descontínuo), pois, como afirma [63], espera-se que toda a energia seja armazenada no capacitor  $C_f$ , tornando o indutor um mero elemento de transferência de energia. Isso se justifica uma vez que capacitores são componentes com maior densidade de armazenamento de energia se comparados a indutores.

Assim sendo, para a operação como *buck*, tem-se duas etapas de operação: (i) interruptor  $S_5$  em condução e diodo  $D_6$  bloqueado; e (ii) interruptor  $S_5$  bloqueado e diodo  $D_6$  em condução. O interruptor  $S_6$  e o diodo  $D_5$  permanecem permanentemente bloqueados. As principais formas de onda decorrentes desse acionamento estão sintetizadas na Figura 4.6(a). Na operação como *boost*, o acionamento é invertido, sendo agora comutados  $S_6$  e  $D_5$  (também em duas etapas de operação), enquanto  $S_5$  e  $D_6$  são mantidos permanentemente bloqueados. As formas

de onda do acionamento *boost* são mostradas na Figura 4.6(b).

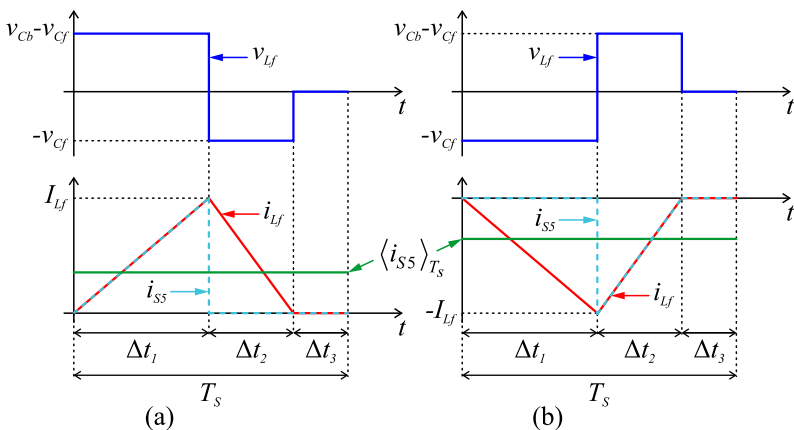


Figura 4.6 – Principais formas de onda da operação do filtro ativo como *buck* (a) e como *boost* (b).

Analisando as formas de onda, calculam-se em (4.7) e (4.8) os valores médios quase instantâneos da corrente  $i_{ss}$  para as operações *buck* e *boost*.

$$\langle i_{ss} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \frac{\Delta t_1 I_{Lf}}{2} = \frac{\Delta t_1 I_{Lf}}{2T_s} \quad (buck) \quad (4.7)$$

$$\langle i_{ss} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \frac{\Delta t_2 (-I_{Lf})}{2} = -\frac{\Delta t_2 I_{Lf}}{2T_s} \quad (boost) \quad (4.8)$$

Pela equação que define a tensão no indutor em função da variação de sua corrente no tempo, escrevem-se as expressões (4.9) e (4.10).

$$v_{Cb} - v_{Cf} = L_f \frac{I_{Lf} - 0}{\Delta t_1} = \frac{L_f I_{Lf}}{\Delta t_1} \quad (buck) \quad (4.9)$$

$$v_{Cb} - v_{Cf} = L_f \frac{0 - (-I_{Lf})}{\Delta t_2} = \frac{L_f I_{Lf}}{\Delta t_2} \quad (boost) \quad (4.10)$$

Isolando  $I_{Lf}$  em (4.9), substituindo em (4.7) e fazendo as devidas

manipulações, determina-se a expressão (4.11) para cálculo do tempo de condução  $\Delta t_1$  do interruptor  $S_5$  na operação *buck*.

$$\Delta t_1 = \sqrt{\frac{2L_f T_s \langle i_{S5} \rangle_{T_s}}{v_{Cb} - v_{Cf}}} \quad (buck) \quad (4.11)$$

No caso *boost*, as equações estão em função de  $\Delta t_2$ , enquanto que o tempo de condução do interruptor  $S_6$  é  $\Delta t_1$  (valor desejado). Neste caso, isola-se  $\Delta t_2$  em (4.10) e substitui-se em (4.8), obtendo-se (4.12). Em seguida, determina-se o intervalo de tempo  $\Delta t_1$  pela evolução da corrente no indutor na primeira etapa da operação *boost*, conforme (4.13).

$$I_{Lf} = \sqrt{-\frac{2T_s \langle i_{S5} \rangle_{T_s} (v_{Cb} - v_{Cf})}{L_f}} \quad (boost) \quad (4.12)$$

$$-v_{Cf} = L_f \frac{-I_{Lf} - 0}{\Delta t_1} \rightarrow v_{Cf} = \frac{L_f I_{Lf}}{\Delta t_1} \quad (boost) \quad (4.13)$$

Substituindo-se em (4.13) a equação (4.12), obtém-se (4.14) com valor do intervalo de tempo desejado.

$$\Delta t_1 = \sqrt{-\frac{2L_f T_s \langle i_{S5} \rangle_{T_s} (v_{Cb} - v_{Cf})}{v_{Cf}^2}} \quad (boost) \quad (4.14)$$

O quociente entre o tempo de condução dos interruptores ( $\Delta t_1$ ) pelo período de comutação ( $T_s$ ) define a razão cíclica de operação ( $d$ ), numericamente igual à divisão da ação de controle pelo pico da portadora triangular. Determinam-se, portanto, as expressões em (4.15), nas quais se substituiu  $T_s$  pelo inverso da frequência de comutação  $f_s$ .

$$\begin{aligned} \frac{v_{C5}}{V_{tri}} = d_{S5} &= \sqrt{\frac{2L_f f_s \langle i_{S5} \rangle_{T_s}}{v_{Cb} - v_{Cf}}} \quad , \quad \langle i_{S5} \rangle_{T_s} > 0 \quad (buck) \\ \frac{v_{C6}}{V_{tri}} = d_{S6} &= \sqrt{-\frac{2L_f f_s \langle i_{S5} \rangle_{T_s} (v_{Cb} - v_{Cf})}{v_{Cf}^2}} \quad , \quad \langle i_{S5} \rangle_{T_s} < 0 \quad (boost) \end{aligned} \quad (4.15)$$

O acionamento dos interruptores é feito, assim sendo, por meio da comparação dos sinais  $v_{C5}$  e  $v_{C6}$  com duas portadoras triangulares de amplitude de pico-a-pico  $V_{tri}$  empilhadas. Quando o v.m.q.i. de  $i_{S5}$  for maior que zero, o sinal  $v_{C5}$  é utilizado para comparação e a razão cíclica  $d_{S5}$  resultante é aplicada ao interruptor  $S_5$ , enquanto  $S_6$  é mantido bloqueado. Caso contrário, se o v.m.q.i. de  $i_{S5}$  é negativo,  $-v_{C6}$  (negativo, vide Figura 4.7) passa a gerar a razão cíclica resultante da comparação com a portadora, aplicada agora a  $S_6$  (e  $S_5$  é mantido bloqueado).

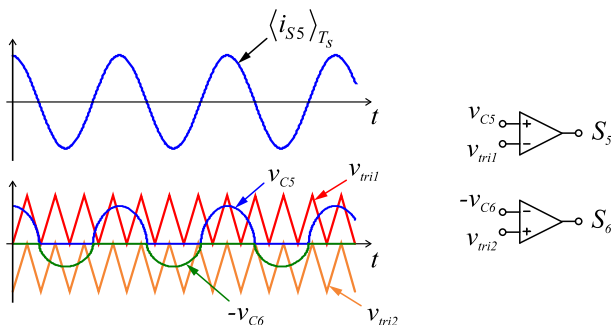


Figura 4.7 – Ilustração do acionamento do filtro ativo.

O v.m.q.i. de  $i_{S5}$  será gerado pelo sistema de controle digital do microinversor utilizando o ângulo de referência  $\theta$  da PLL (que deve ser subtraído de  $90^\circ$ ) e as medições de  $v_r$ ,  $i_r$  e  $v_{Cb}$ , conforme (4.16). Deve ainda ser compensada a defasagem decorrente do filtro passa-baixa de saída, simbolizada por  $\varphi$ .

$$\langle i_{S5} \rangle_{T_s} = \frac{P}{V_{Cb}} \cos(2\omega t) = \frac{V_r^{ef} I_r^{ef}}{V_{Cb}} \cos \left[ 2 \left( \underbrace{\theta - \frac{\pi}{2}}_{\omega t} \right) + \varphi \right] \quad (4.16)$$

#### 4.3.2 Definição dos elementos passivos

O indutor será projetado considerando a operação como *buck*, ressaltando-se que a utilização da operação como *boost* levaria ao mesmo resultado. As equações de corrente no indutor  $L_f$  quando o filtro ativo opera como *buck* estão mostradas em (4.17). Isolando  $I_{Lf}$  em uma equação e substituindo na outra, tem-se (4.18).

$$v_{Cb} - v_{Cf} = \frac{L_f I_{Lf}}{\Delta t_1} \quad (4.17)$$

$$v_{Cf} = \frac{L_f I_{Lf}}{\Delta t_2}$$

$$\Delta t_2 = \frac{v_{Cb} - v_{Cf}}{v_{Cf}} \Delta t_1 \quad (4.18)$$

Como já explanado, deseja-se que o filtro ativo opere apenas em modo de condução descontinuo (MCD). Logo, se faz necessário determinar a máxima indutância que garante a desmagnetização completa do indutor num período de comutação. Isso significa respeitar a expressão (4.19). No caso crítico,  $\Delta t_1$  é igual a  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_3$  é nulo.

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 \leq T_s \quad (4.19)$$

Substituindo (4.18) em (4.19) e manipulando os termos, obtém-se (4.20). Aplicando (4.11) nesta a equação e rearranjando-se os termos, determina-se a expressão (4.21) para o cálculo do máximo valor de indutância que garante o MCD.

$$\frac{v_{Cb}}{v_{Cf}} \Delta t_1 \leq T_s \quad (4.20)$$

$$L_f \leq \frac{V_{Cf}^2 (V_{Cb} - V_{Cf})}{2 f_s V_{Cb}^2 \langle i_{SS} \rangle_{T_s}} \quad (4.21)$$

É importante também avaliar o pico da corrente no indutor, que quanto maior, mais perda nos semicondutores gera. Utilizando novamente uma das expressões de (4.17), deseja-se garantir um máximo valor para  $I_{Lf}$ , simbolizado por  $I_{Lf\text{máx}}$  em (4.22).

$$\frac{\Delta t_1 (v_{Cb} - v_{Cf})}{L_f} \leq I_{Lf\text{máx}} \quad (4.22)$$

Usando-se novamente (4.11), determina-se a expressão (4.23) para cálculo do mínimo valor de indutância que garante o pico de corrente nesse elemento menor que o especificado por  $I_{Lf\text{máx}}$ .

$$L_f \geq \frac{2\langle i_{ss} \rangle_{T_s} (V_{Cb} - V_{Cf})}{f_s I_{Lf\max}^2} \quad (4.23)$$

Esboçando as restrições das equações (4.21) e (4.23) em um mesmo gráfico (Figura 4.8), é possível determinar a faixa de seleção do indutor do filtro. Os valores de  $v_{Cb}$  e  $v_{Cf}$  podem ser considerados constantes para o cálculo do indutor, afirmação que será melhor compreendida quando for dimensionado o capacitor do filtro ativo. O v.m.q.i. de  $i_{ss}$  é calculado, como já visto, por (4.24) e considera-se apenas seu valor em módulo, resultando em valores positivos de indutância.

$$\langle i_{ss} \rangle_{T_s} = \frac{P}{V_{Cb}} \cos(2\omega t) \quad (4.24)$$

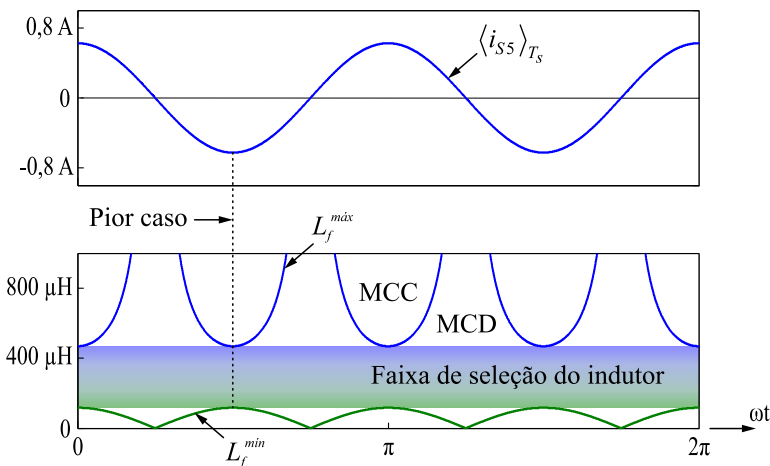


Figura 4.8 – Formas de onda para projeto do indutor do filtro ativo.

Os parâmetros utilizados para o projeto do indutor estão reunidos na Tabela 4.1. A tensão  $V_{Cf}$  de 250 V foi escolhida de maneira a tornar a operação do filtro ativo no estágio *boost* distante da região de elevado ganho, a qual apresenta elevadas perdas na prática.

Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do filtro ativo.

Grandeza	Valor
Tensão no barramento ( $V_{Cb}$ )	400 V
Tensão no capacitor do filtro ativo ( $V_{Cf}$ )	250 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Frequência da rede ( $f$ )	60 Hz
Corrente de pico máxima no indutor ( $I_{Lfmax}$ )	4 A
Potência máxima do microinversor ( $P$ )	250 W

Nota-se, por inspeção gráfica, que o caso mais restritivo na faixa de seleção do indutor (pior caso) ocorre nos picos cossenoidais do v.m.q.i. de  $i_{ss}$ . Isso permite formular a equação final para cálculo do indutor do filtro ativo, dada por (4.25). Para os valores tabelados,  $L_f$  deve estar entre 118 e 468  $\mu$ H.

$$\frac{2P(V_{Cb} - V_{Cf})}{f_s V_{Cb} I_{Lfmax}^2} \leq L_f \leq \frac{V_{Cf}^2 (V_{Cb} - V_{Cf})}{2 f_s V_{Cb} P} \quad (4.25)$$

Para dimensionamento do capacitor  $C_f$  será considerado que toda a potência injetada na entrada do filtro ativo é refletida para a sua saída, ou seja, para o próprio capacitor  $C_f$ . A potência de entrada corresponde ao produto do v.m.q.i. da corrente  $i_{ss}$  pela tensão de barramento  $V_{Cb}$ , considerada constante quando o filtro ativo opera adequadamente. A potência de saída, por sua vez, corresponde ao produto tensão-corrente no capacitor  $C_f$ . A expressão (4.26) resume essa análise.

$$V_{Cb} \langle i_{ss} \rangle_{T_s} = v_{Cf} C_f \frac{dv_{Cf}}{dt} \quad (4.26)$$

Usando (4.24), manipulando os termos e integrando ambos os lados da equação obtém-se (4.27).

$$\frac{P}{C_f} \int_{t_1}^{t_2} \cos(2\omega t) dt = \int_{V_{Cf}^{min}}^{V_{Cf}^{max}} v_{Cf} dv_{Cf} \quad (4.27)$$

A resolução de (4.27) leva a (4.28).



$$\frac{P}{2\omega C_f} [\text{sen}(2\omega t_2) - \text{sen}(2\omega t_1)] = \frac{1}{2} [(V_{Cf}^{m\acute{a}x})^2 - (V_{Cf}^{m\acute{i}n})^2] \quad (4.28)$$

A inspeção gráfica da Figura 4.9 auxilia na determinação dos limitantes de integração. Nota-se que a poro positiva de corrente no indutor  $L_f$  faz a tensão no capacitor transitar de um valor mínimo  $V_{Cf}^{m\acute{i}n}$  para um valor máximo  $V_{Cf}^{m\acute{a}x}$ . Um dos intervalos desse transitório ocorre quando os ângulos  $\omega t_1$  e  $\omega t_2$  têm valores respectivos de  $3\pi/4$  e  $5\pi/4$  radianos. Substituindo-os na equação (4.28) e manipulando seus termos, chega-se  equação (4.29).

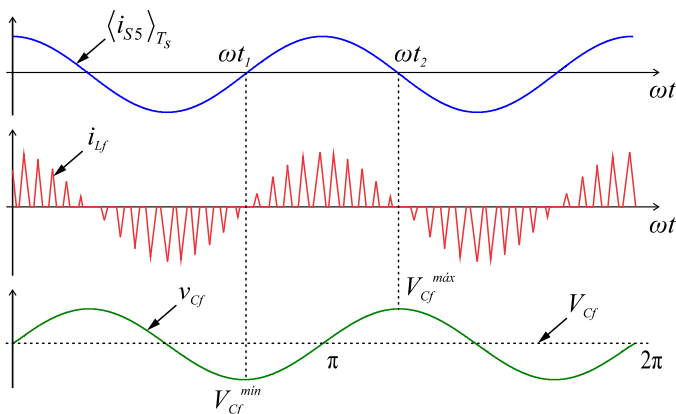


Figura 4.9 – Formas de onda para projeto do capacitor do filtro ativo.

$$\frac{P}{2\omega C_f} \underbrace{\left[ \text{sen}\left(2\frac{5\pi}{4}\right) - \text{sen}\left(2\frac{3\pi}{4}\right) \right]}_2 = \frac{1}{2} [(V_{Cf}^{m\acute{a}x})^2 - (V_{Cf}^{m\acute{i}n})^2] \quad (4.29)$$

$$(V_{Cf}^{m\acute{a}x})^2 - (V_{Cf}^{m\acute{i}n})^2 = \frac{2P}{\omega C_f}$$

Definindo a ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta V_{Cf}$ ) como sendo a diferença entre  $V_{Cf}^{m\acute{a}x}$  e  $V_{Cf}^{m\acute{i}n}$ , podem-se escrever as expressões em (4.30). Substituindo-as em (4.29) e manipulando os termos, obtém-se uma conhecida expressão para o cálculo da ondulação  $\Delta V_{Cf}$ , mostrada em (4.31). Essa é a mesma expressão determinada para projeto do capacitor  $C_b$  sem o uso do filtro ativo; resultado pertinente, uma vez que

a mesma consideração foi tomada para ambos os casos: projeto do capacitor com base na ondulação de 120 Hz da potência.

$$\begin{aligned} V_{C_f}^{max} &= V_{C_f} + \frac{\Delta V_{C_f}}{2} \\ V_{C_f}^{min} &= V_{C_f} - \frac{\Delta V_{C_f}}{2} \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\Delta V_{C_f} = \frac{P}{\omega C_f V_{C_f}} \quad (4.31)$$

Aplicando as especificações previamente definidas na Tabela 4.1 à equação (4.31), é possível esboçar o ábaco da Figura 4.10 que relaciona a ondulação de tensão  $\Delta V_{C_f}$  com o valor da capacitância de  $C_f$ .

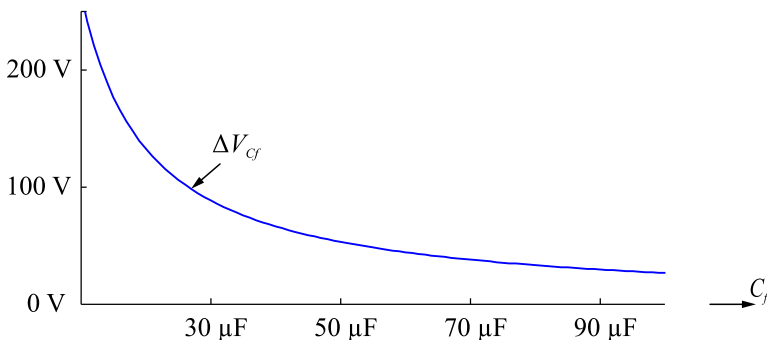


Figura 4.10 – Formas de onda para projeto do capacitor do filtro ativo.

Nota-se que valores de capacitância abaixo de 30  $\mu\text{F}$  resultam em ondulações de tensão elevadas no capacitor do filtro. Essas ondulações geram vales na forma de onda de  $v_{C_f}$  que quando apresentam valores muito baixos, podem dificultar a elevação de tensão no estágio *boost*, em função das perdas acentuadas para os altos ganhos já mencionadas.

Tendo em vista o que foi explanado nessa seção, optou-se por utilizar 200  $\mu\text{H}$  e 50  $\mu\text{F}$  como valores para  $L_f$  e  $C_f$ . Para manter o padrão do capacitor, ficará definido também 50  $\mu\text{F}$  para  $C_b$ .

### 4.3.3 Projeto da malha de controle

A estratégia de controle aplicada ao circuito de filtragem ativa está esquematicamente representada na Figura 4.11.

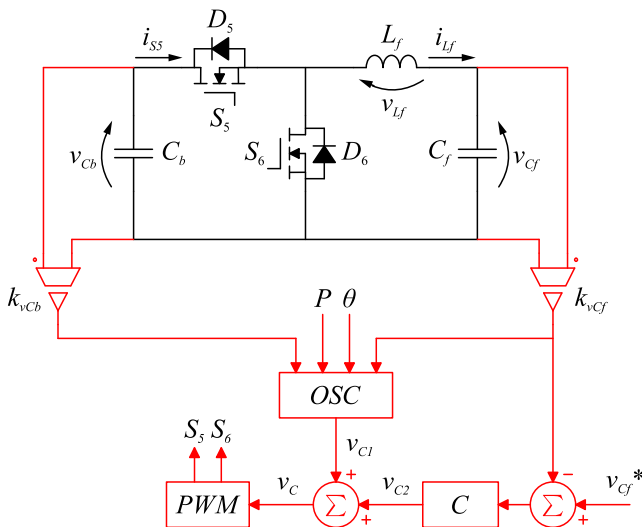


Figura 4.11 – Estratégia de controle do circuito de filtragem ativa.

A malha de controle principal inicia com a geração da ação de controle  $v_{C1}$  a partir das leituras da tensão do barramento ( $v_{Cb}$ ), da tensão do capacitor do filtro ( $v_{Cf}$ ), do ângulo da PLL ( $\theta$ ) e da medição da potência ativa processada do sistema ( $P$ ). O bloco *OSC* calcula  $v_{C1}$  a partir das equações previamente definidas em (4.15) e (4.16). Essa ação de controle é levada ao modulador *PWM* (que faz uso de portadoras triangulares empilhadas), gerando os pulsos de comando aos interruptores  $S_5$  e  $S_6$ .

Adicionalmente à malha principal, uma malha secundária regula a tensão no capacitor  $C_f$ , garantindo o valor médio de  $v_{Cf}$  dentro das especificações. Esta segunda malha opera a partir da comparação da tensão  $v_{Cf}$  lida com uma referência  $v_{Cf}^*$  (especificada em 250 V na seção anterior). Um compensador PI com banda passante selecionada uma década abaixo de 120 Hz garante que apenas o valor médio será compensado por essa malha secundária. A soma das ações  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  leva ao sinal  $v_C$  que controla o acionamento dos interruptores.

Para projeto do compensador  $C$  é possível reduzir o esquema da Figura 4.11 para o diagrama da Figura 4.12. O sinal  $v_{C1}$  é tido como uma perturbação à malha de controle da figura, a qual será desconsiderada para a sintonia de  $C$ , uma vez que este será lento o suficiente para “não

enxergar” tal perturbação.

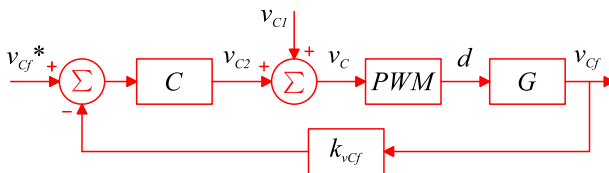


Figura 4.12 – Diagrama de blocos para controle da tensão  $v_{Cf}$ .

A planta  $G$  foi obtida a partir da simulação do circuito em malha aberta (Figura 4.13) e posterior inserção dos resultados na *System Identification Toolbox*, uma ferramenta de identificação de sistemas do MATLAB. Perturbou-se a razão cíclica  $d$  com um sinal senoidal e mediu-se o valor da tensão  $v_{Cf}$ . A planta foi estimada com base em um modelo de primeira ordem e sua função de transferência está colocada em (4.32). Os resultados são mostrados na Figura 4.14.

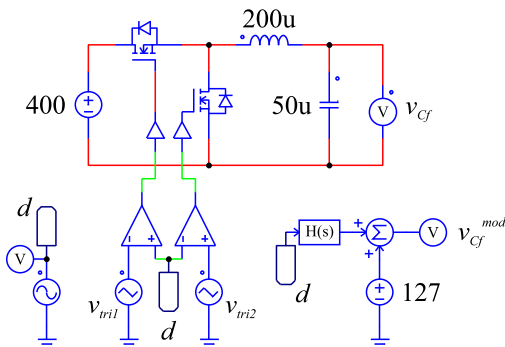


Figura 4.13 – Circuito simulado para obtenção do modelo de planta  $G$ .

$$G = \frac{\tilde{v}_{Cf}}{\tilde{d}} = \frac{59990}{s + 0.2756} \quad (4.32)$$

Com base no modelo de planta obtido, sintonizou-se um PI para que a  $FTMA_C$  cruze 0 dB com frequência de 10 Hz e margem de fase de  $90^\circ$ . A equação do compensador é mostrada em (4.33).

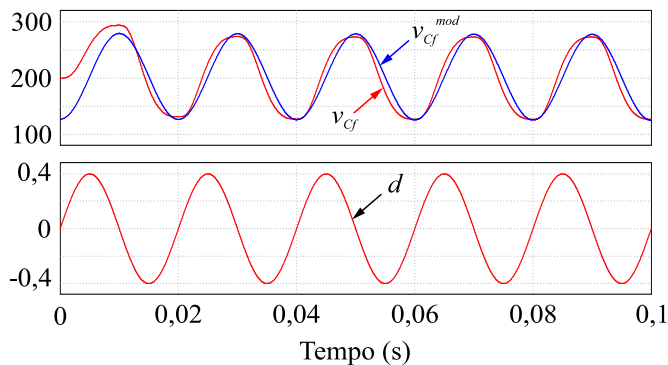


Figura 4.14 – Resultados de simulação do circuito para obtenção de  $G$ .

$$C = 0,2756 \frac{s + 0,001047}{s} \quad (4.33)$$

#### 4.4 SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO CC-CA COM FILTRAGEM ATIVA

O circuito completo da Figura 4.3 (estágio cc-ca com filtro ativo) foi simulado no PSIM para validação do projeto até aqui exposto nesse capítulo. O esquemático da simulação será oportunamente apresentado quando o trabalho tratar da implementação digital das malhas de controle do microinversor. Por ora, atenta-se apenas aos resultados de simulação obtidos, representados na Figura 4.15.

Nota-se, na figura, que a tensão do barramento  $v_{Cb}$  está regulada em 400 V e possui ondulação aproximada de 2,8 V pico-a-pico (menor que 1% de  $v_{Cb}$ ), destacada na imagem. Essa ondulação chega a ser menor que a ondulação obtida quando se utilizou o capacitor de 500  $\mu\text{F}$  na Seção 3.5.4 (3,3 V). Esse resultado permitiu utilizar dois volumes de capacitância de 50  $\mu\text{F}$  (com o filtro ativo) em substituição ao volume de 500  $\mu\text{F}$  (sem o filtro ativo). Essa redução de 5 vezes (a grosso modo) no volume de capacitância de barramento viabiliza a utilização de capacitores de filme fino em substituição aos eletrolíticos.

Ainda na figura, é dado destaque aos valores médios quase instantâneos das correntes  $i_x$  e  $i_{xf}$ , que se mostram de acordo com as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 4.4.

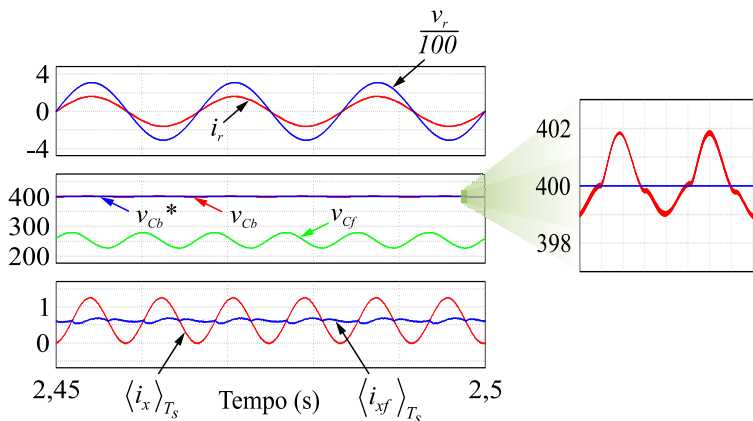


Figura 4.15 – Resultados de simulação do filtro ativo acoplado ao estágio cc-ca do microinversor.

## 4.5 CONCLUSÃO

Na busca pela utilização de capacitores de filme fino em substituição aos eletrolíticos (por possuírem maior vida-útil), estudou-se a estratégia de filtragem ativa da tensão do barramento cc. Essa técnica permite utilizar capacitores de menor capacitância no barramento e, ao mesmo tempo, manter baixa a ondulação de tensão.

A partir da escolha da estrutura de filtro ativo que mais se adequava ao microinversor, foi realizada a análise matemática seguida do cálculo dos componentes passivos e do projeto da estratégia de controle. Os resultados de simulação mostraram coerência com as expectativas teóricas e a capacitância total pode ser reduzida a um quinto do seu valor sem a utilização da filtragem ativa.

Apesar dessa técnica se mostrar promissora, sua aplicação ao microinversor deve ser analisada na prática. Como este possui dois estágios de conversão, ondulações no barramento são toleráveis, desde que se preserve o índice de modulação em valor adequado. As malhas de controle também podem rejeitar a influência da ondulação do barramento (se bem projetadas), mantendo a baixa distorção harmônica da corrente de saída do inversor. Esse assunto será retomado quando forem tratados dos resultados experimentais.

# **SIMULAÇÃO E CONSTRUÇÃO DO SISTEMA COMPLETO**

“Tudo me é lícito, mas nem tudo me convém.” 1 Co 6:12

## **5.1 INTRODUÇÃO**

Precedendo a apresentação dos resultados experimentais, este capítulo dará fechamento à análise teórica do microinversor. Será mostrada a técnica utilizada na digitalização dos compensadores, algumas das funcionalidades implementadas em código e os principais resultados de simulação do sistema completo.

O capítulo ainda contém o procedimento de escolha dos componentes, uma análise da comutação do conversor, um breve relato da confecção das placas de circuito impresso e a fotografia do protótipo.

## **5.2 SIMULAÇÃO DO MICROINVERSOR**

Buscando analisar o comportamento do microinversor operando com todas as malhas de controle e todos os algoritmos de segurança até aqui descritos, realizou-se uma simulação do sistema completo, cujo esquemático é visualizado na Figura 5.1. Esta contempla:

- Dois estágios de conversão (cc-cc e cc-ca);
- Módulo fotovoltaico segundo modelo proposto no Capítulo 2;
- Filtro ativo de desacoplamento e partida do barramento;
- Algoritmo de anti-ilhamento operando com carga crítica;
- Tensão da rede com distorção harmônica;
- Implementação digital incluindo amostragem e quantização;
- Modulador PWM com tempo morto.





O estágio cc-cc, um conversor *Boost* com célula de ganho, foi projetado segundo [1] e não é foco de estudo deste trabalho. Seu funcionamento é similar ao de um *Boost* convencional e seu ganho estático (alto) também possui relação não linear com a razão cíclica. A topologia escolhida é mostrada na Figura 5.2.

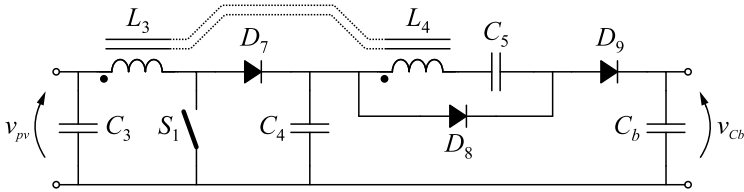


Figura 5.2 – Topologia do conversor *Boost* com célula de ganho.

O conversor cc-cc foi projetado para trabalhar com tensões de entrada entre 20 e 40 volts. Ou seja, considerando a conexão do módulo fotovoltaico KB260-6BPA à entrada do microinversor, este poderia estar submetido a temperaturas superficiais entre -50 e 100 °C e ainda operar no ponto de máxima potência.

As aquisições de sinal são compostas por sensores de tensão ou corrente seguidos de filtro *anti aliasing*, quantizadores e amostradores que simulam o DSC. Os moduladores são baseados em portadora triangular e possuem bloco gerador de tempo morto. A frequência de amostragem foi definida em metade da frequência de comutação em função da quantidade de código a ser processado. As principais especificações da simulação estão dispostas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Principais especificações da simulação do sistema completo.

Grandeza	Valor
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Frequência de amostragem ( $f_a$ )	50 kHz
Frequência de corte do filtro <i>anti aliasing</i> ( $f_c$ )	15 kHz
Amplitude da portadora triangular ( $V_{tri}$ )	1 V
Tempo morto ( $t_d$ )	200 ns
Amplitude do harmônico fundamental de $v_r$ ( $V_{r1}$ )	311 V
Amplitude do terceiro harmônico de $v_r$ ( $V_{r3}$ )	31 V
Amplitude do quinto harmônico de $v_r$ ( $V_{r5}$ )	-15 V
Módulo fotovoltaico	KB260-6BPA

Os compensadores das malhas de controle da corrente de saída, da tensão do barramento cc e do PLL foram discretizados pelo método da transformada bilinear, ou de *Tustin* [21]. Também foram implementados algoritmos de proteção na simulação, forçando o desligamento do inversor por sobretensão nos barramentos do circuito (no barramento principal também por subtensão) e por sobre/subtensão e sobre/subfrequência na rede elétrica.

A Figura 5.3 apresenta os resultados referentes à partida do circuito de potência com a carga do barramento cc sendo feita pelo módulo fotovoltaico. O evento A na figura mostra a rampa criada para elevar a tensão do barramento ( $v_{Cb}$ ) do valor de tensão de circuito aberto do módulo (aproximadamente 40 V na simulação) até os 400 V desejados. Essa rampa é gerada pela atuação do conversor cc-cc, enquanto o conversor cc-ca é mantido desativado.

Em seguida, desativa-se o controle do barramento pelo conversor cc-cc e parte-se a malha de regulação de  $v_{Cb}$  pelo conversor cc-ca (de referência  $v_{Cb}^*$ ), momento sinalizado pelo evento B. Uma oscilação é presenciada na corrente de saída, resultante da partida do compensador multirressonante.

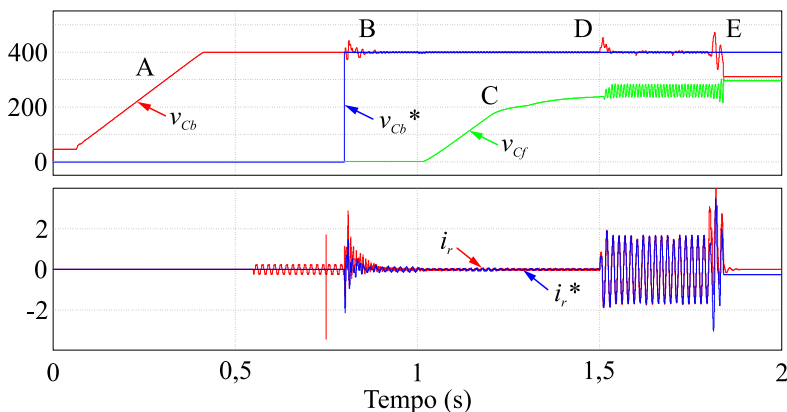


Figura 5.3 – Resultados da partida pelo lado do módulo fotovoltaico.

Uma vez regulada a tensão no barramento cc, parte-se para a carga do capacitor do filtro ativo, sinalizada pelo evento C. Em seguida, quando  $v_{Cf}$  atinge o valor desejado de 250 V, inicia-se a injeção de potência na rede, destacada pelo evento D. Nesse modo de operação, o

conversor cc-ca injeta uma corrente senoidal em fase com a tensão da rede e também regula a tensão  $v_{Cb}$ ; enquanto que o conversor cc-cc opera rastreando a máxima potência do módulo fotovoltaico.

Por fim, o evento E sinaliza o momento em que se provocou a desconexão da rede, resultando na atuação da estratégia de anti-ilhamento e consequente desligamento do microinversor.

O sistema pode ainda realizar a carga do barramento cc pelo lado da rede, mediante o uso de um resistor de partida (resistor de *in-rush*) que é posteriormente curto-circuitado pela atuação de um interruptor. Essa forma de partida está representada na Figura 5.4 e é utilizada nos períodos em que não há geração de energia por parte do módulo fotovoltaico.

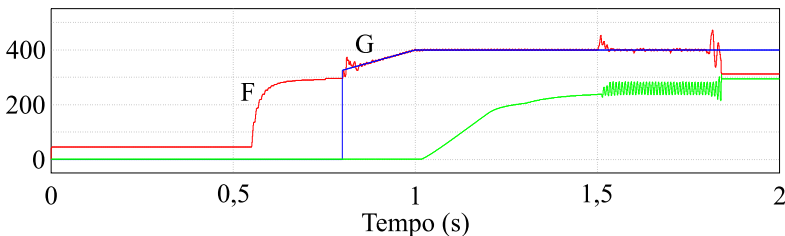


Figura 5.4 – Resultados da partida pelo lado da rede.

O evento F representa a carga do barramento através do resistor de *in-rush*. O evento G, por sua vez, sinaliza o momento em que se partiu o controle da tensão do barramento, com a geração de uma rampa de tensão que leva  $v_{Cb}$  até o valor desejado de 400 V.

A Figura 5.5 dá destaque ao funcionamento do algoritmo de MPPT do módulo fotovoltaico. No instante de tempo de 1,5 segundos de simulação (Figura 5.5(a)) foi dada partida ao algoritmo, que levou a potência instantânea da saída do módulo ( $i_{pv}v_{pv}$ ) até o valor máximo disponível segundo as condições climáticas impostas ( $P_{MP}$ ).

O rastreamento é feito controlando a tensão  $v_{pv}$  nos terminais do módulo em três etapas: (i) abertura dos terminais para obtenção da tensão de circuito aberto; (ii) estimação da tensão de máxima potência com base na tensão de circuito aberto e nos parâmetros do módulo; e (iii) imposição da tensão de máxima potência como referência da malha de controle de  $v_{pv}$ . A Figura 5.5(b) destaca a dinâmica de aplicação dessa técnica.

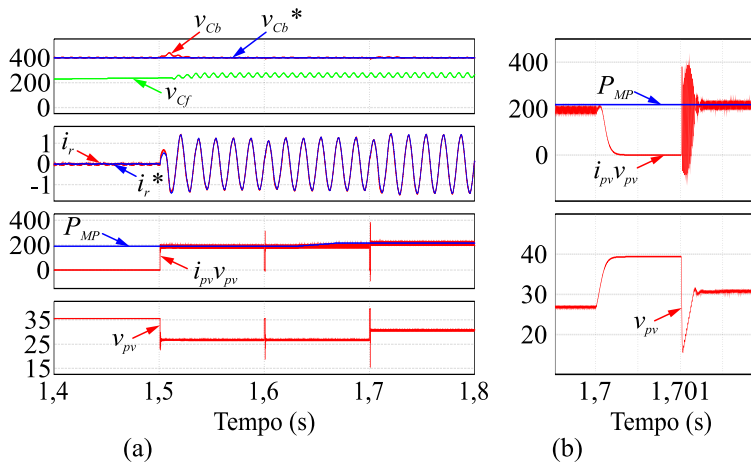


Figura 5.5 – Análise da técnica de rastreamento da máxima potência.

A qualidade da corrente injetada na rede elétrica pode ser analisada na Figura 5.6. Sua forma de onda possui distorção harmônica total de 3,28 % mesmo para uma tensão com 5,10 % de THD. Uma defasagem de  $5,28^\circ$  é notada entre  $i_r$  e  $v_r$  devido ao método SFS de anti-ilhamento. O fator de potência do microinversor ficou estimado via simulação em 0,992.

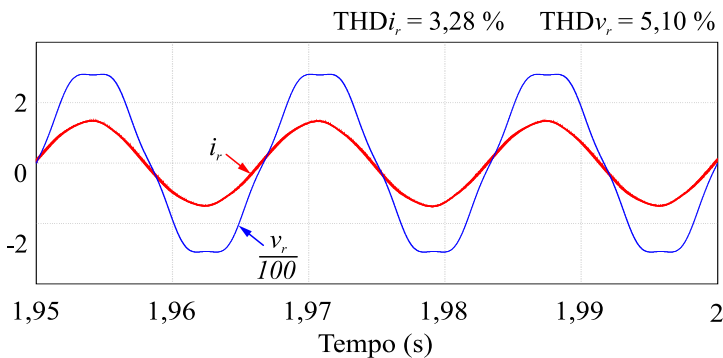


Figura 5.6 – Qualidade da corrente injetada na rede elétrica.

Observou-se também uma distorção na corrente de entrada nos instantes em que os terminais do módulo fotovoltaico são abertos para medição da tensão de circuito aberto. A Figura 5.7 mostra, no intervalo

entre 1,95 e 1,96 segundos de simulação, o momento em que o estágio cc-cc interrompe o processamento de energia para estimação da tensão de máxima potência.

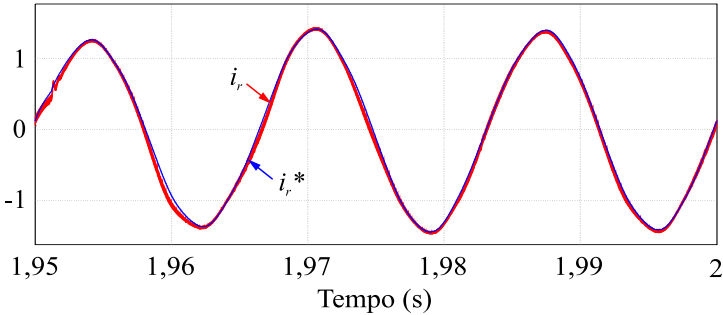


Figura 5.7 – Distorção na corrente de saída causada pelo método de MPPT.

5.3 DIMENSIONAMENTO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

A próxima etapa busca dimensionar e escolher os componentes a serem utilizados no conversor. Esta foi realizada com base em valores de projeto e simulação. A Tabela 5.2 reúne as principais grandezas para definição dos componentes passivos do estágio cc-ca. Já a Tabela 5.3 e a Tabela 5.4 permitem dimensionar os componentes ativos.

Tabela 5.2 – Dimensionamento dos componentes passivos.

Componente	Capacitância Indutância Resistência	Valor má- ximo de tensão	Valor eficaz da corrente	Valor de pico da corrente
$C_b$	50 $\mu$ F	600 V <sub>DC</sub>	2,42 A	5,50 A
$C_f$	50 $\mu$ F	400 V <sub>DC</sub>	0,89 A	2,60 A
$C_{L'}$	1 $\mu$ F	350 V <sub>AC</sub>	2,11 A	5,11 A
$C_2$	1 $\mu$ F	350 V <sub>AC</sub>	0,23 A	0,54 A
$L_1$	2 x 100 $\mu$ H	-	2,36 A	5,60 A
$L_2$	2 x 100 $\mu$ H	-	1,13 A	1,6 A
$L_f$	270 $\mu$ H	-	0,89 A	2,60 A
$R_a$	15 $\Omega$	-	0,23 A	-

Tabela 5.3 – Dimensionamento dos interruptores  $S_I$  a  $S_4$ .

Grandeza	Valor
Tensão de bloqueio mínima ( $V_{DS}$ )	550 V
Valor eficaz da corrente no interruptor ( $V_{Ser}$ )	1,40 A
Valor médio da corrente no interruptor ( $V_{Sm}$ )	0,66 A
Valor médio da corrente no diodo ( $V_{Dm}$ )	0,34 A

Tabela 5.4 – Dimensionamento do sensor de corrente.

Grandeza	Valor
Valor máximo de corrente	4 A
Bidirecional	Sim
Isolado	Sim

Para confecção da placa de potência adquiriram-se os componentes listados na Tabela 5.5. Já a placa de controle foi montada a partir dos componentes de estoque da própria empresa Inergiae Conversores Estáticos, parceira no projeto.

Tabela 5.5 – Lista principal de componentes de potência.

Qtd	Componente	Descritivo	Part number
6	Capacitor	20 $\mu$ F / 500 V	C3D2H206KMBAC00
2	Capacitor	1 $\mu$ F / 450 V	C6AQ1105JB10550
9	Capacitor	10 $\mu$ F / 160 V	C322C106KB0
1	Capacitor	2,2 $\mu$ F	C322G225KB0
1	Capacitor	1 $\mu$ F	CL31B105KCHNNNE
1	Resistor	15 $\Omega$ / 3 W	ERG-3SJ150V
6	MOSFET	650 V	IPD65R225C7
6	MOSFET	600 V	STB18N60DM2
1	MOSFET	100 V	IPB039N10N3
2	Diodo	100 V	V10P10-M3/86A
1	Diodo	400 V	ES3G-E3/57T
1	Sensor de corrente	+5A / -40~150 °C	ACS714LLCTR-05B-T

Os indutores de potência foram fabricados pela empresa brasileira Magmattec, a qual também estimou as perdas do par de indutores  $L_I$ . As perdas nos interruptores  $S_I$  a  $S_4$  foram estimadas no PSIM utilizando um modelo térmico baseado no *datasheet*. Os interruptores do filtro ativo ( $S_5$  e  $S_6$ ) são os mesmos da Ponte Completa ( $S_I$  a  $S_4$ ) e suas perdas não foram estimadas. A Tabela 5.6 reúne os valores de perda considerados.

Tabela 5.6 – Quantização das principais perdas teóricas do estágio cc-ca.

Componente	Tipo de perda	Valor
Indutores $L_I$	Núcleo	2 x 2,35 W
	Cobre	2 x 1,82 W
Interruptores $S_I$ a $S_4$	Condução	4 x 1,07 W
	Comutação	4 x 0,01 W
Resistor $R_a$	Condução	0,80 W
Outras perdas	-	3,00 W

A baixa perda nos interruptores de potência permitiu o uso de dispositivos de montagem superficial (*Surface-Mount Devices* – SMD) e dissipação de calor no próprio cobre da placa de circuito impresso (PCI).

A Figura 5.8 mostra a distribuição teórica das principais perdas do estágio cc-ca, evidenciando uma provável concentração de potência dissipada nos indutores  $L_I$ . A soma dessas parcelas acarreta rendimento teórico de 0,93 (250 W). As perdas do estágio cc-cc foram estimadas pelo autor de [1] com base num procedimento de otimização do projeto de potência do conversor, com rendimento estimado em 0,97. Multiplicando-se esses valores, obtém-se um rendimento teórico global de 90 % para o estágio de potência do microinversor.

Ainda, analisando a Tabela 5.6, nota-se um baixo valor de perdas por comutação (estimadas via simulação) nos interruptores  $S_I$  a  $S_4$ . Isso se justifica pela operação com comutação em tensão nula (*Zero Voltage Switching* – ZVS). Para se estudar de que maneira ocorre ZVS no conversor proposto, recorre-se, primeiramente, à Figura 5.9. Esta apresenta as formas de onda num braço da Ponte Completa operando com comutação forçada.

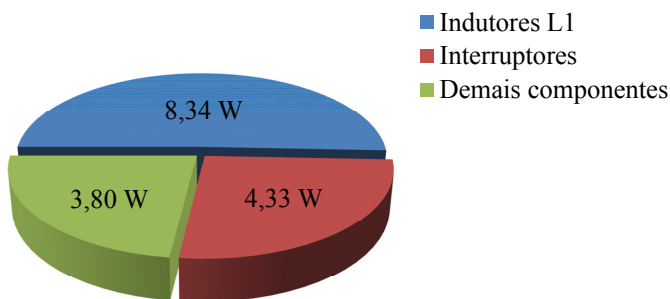


Figura 5.8 – Distribuição das principais perdas teóricas do estágio cc-ca.

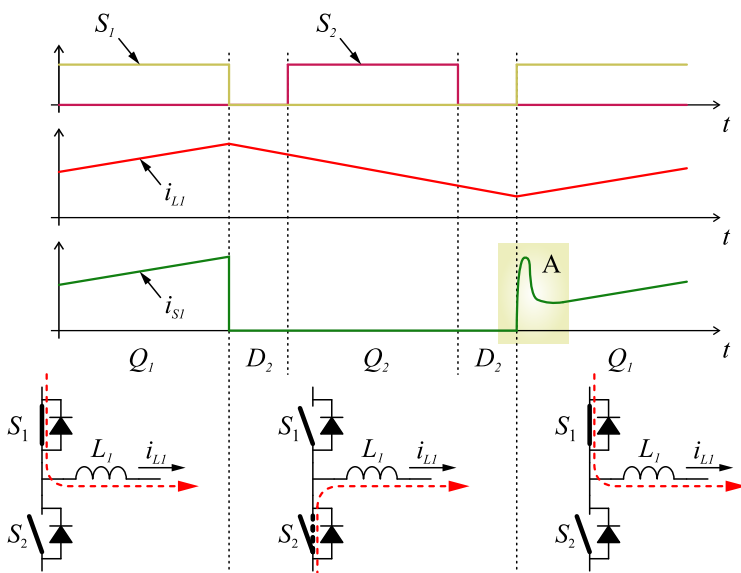


Figura 5.9 – Análise da comutação forçada em um braço do conversor.

Na primeira comutação, dada pelo bloqueio de  $S_1$ , a corrente  $i_{L1}$  encontra naturalmente um caminho pelo diodo  $D_2$ . Após o tempo morto, o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o canal  $Q_2$  do MOSFET é liberado para a passagem da corrente do indutor. No segundo tempo morto, o canal  $Q_2$  é interrompido pelo bloqueio de  $S_2$  e a corrente volta a fluir por  $D_2$ . Quando, então, o interruptor  $S_1$  é novamente comandado a



conduzir, a corrente  $i_{Ll}$  flui por  $D_2$ , o que força este a se recuperar reversamente, implicando pico de corrente em  $S_1$  (sinalizado pela área hachurada A) e elevadas perdas de comutação.

Quando o conversor opera em ZVS, as formas de onda ficam como esboçadas na Figura 5.10. Durante a condução de  $S_2$ , a corrente  $i_{Ll}$  inverte seu sentido, ficando negativa antes do bloqueio do interruptor. Quando  $S_2$  é, então, comandado ao bloqueio, o diodo  $D_1$  entra em condução naturalmente, durante o segundo tempo morto da figura. Assim, no instante de entrada em condução do interruptor  $S_1$  (destacado pela região B), sua tensão é nula (em função da condução de  $D_1$ ) e a comutação se dá de maneira suave.

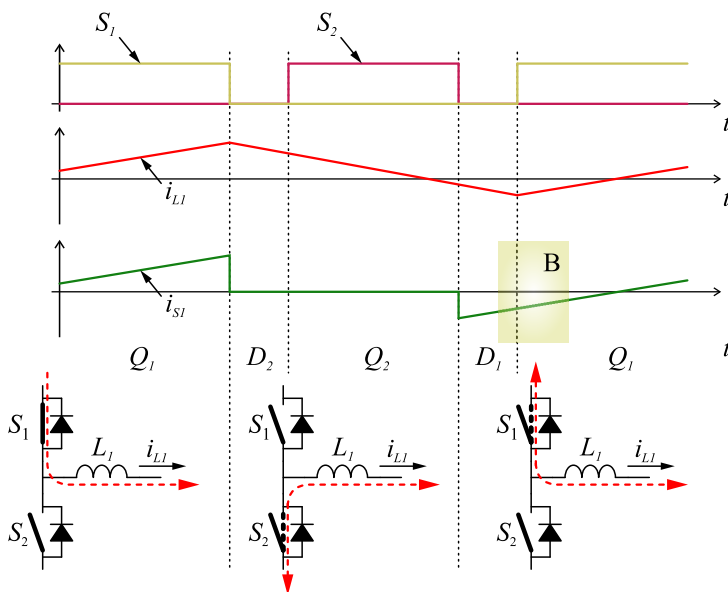


Figura 5.10 – Análise da comutação suave em um braço do conversor.

Para garantir ZVS, a corrente do indutor  $L_l$  precisa inverter seu sentido a cada período de comutação, implicando elevada ondulação de corrente. Se por um lado ganha-se na redução das perdas por comutação, a maior excursão na corrente aumenta a perda por condução nos interruptores e no indutor.

Dito isso, optou-se por utilizar a comutação suave na operação do

estágio cc-ca, pois os interruptores escolhidos são de tecnologia MOSFET e conseguem operar a frequências de comutação mais elevadas. O diodo de corpo do MOSFET costuma apresentar elevada  $Q_{rr}$  e a perda na sua recuperação reversa tornaria impraticável o uso desse interruptor com comutação forçada. Para que a corrente inverta seu sentido com folga a cada período de comutação, reduziu-se o valor de indutância de  $L_I$  de 260  $\mu\text{H}$  para 200  $\mu\text{H}$ .

A Figura 5.11 e a Figura 5.12 apresentam os resultados de simulação do estágio cc-ca do microinversor no *software* OrCAD PSpice. Utilizou-se o modelo do interruptor STB18N60DM2 fornecido pelo próprio fabricante e analisou-se a comutação do MOSFET com mais critério.

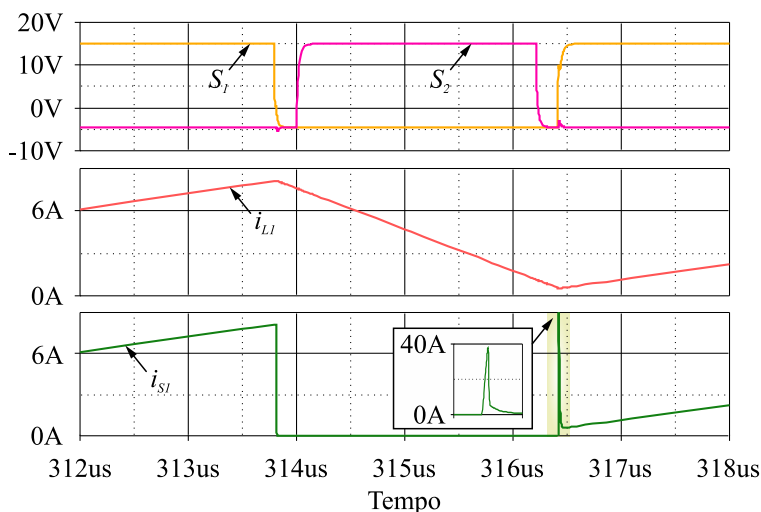


Figura 5.11 – Simulação do estágio cc-ca com comutação forçada.

A Figura 5.11 comprova a influência da recuperação reversa na comutação do interruptor  $S_1$ , gerando um pico de 40 A na corrente  $i_{LI}$ . A simulação não consegue estimar com precisão a magnitude desse pico, por não terem sido modelados todos os componentes parasitas que existirão no protótipo; mas alerta para um provável problema em se utilizar comutação forçada quando os diodos da Ponte Completa não recuperam rapidamente.

Com ZVS, a comutação torna-se suave, e o pico de corrente

causado pela recuperação reversa dos diodos desaparece. A Figura 5.12 mostra os resultados de simulação para essa operação.

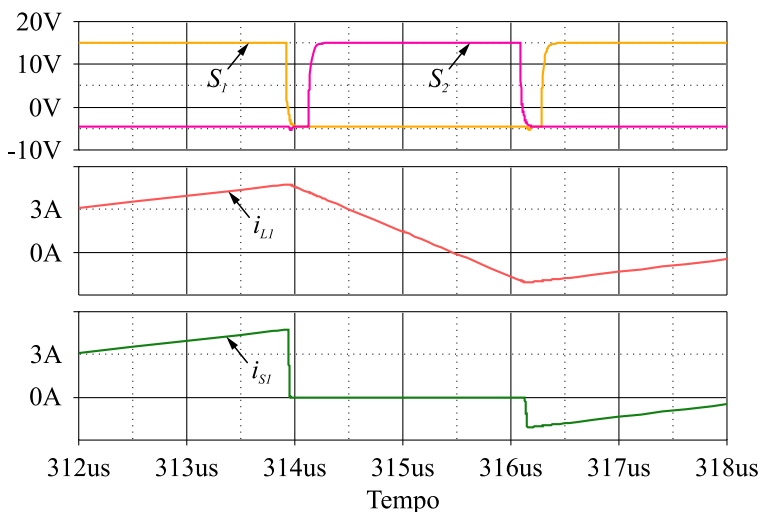


Figura 5.12 – Simulação do estágio cc-ca com comutação suave.

A placa de controle foi disponibilizada pela Inergiae Conversores Estáticos, cujos componentes foram soldados de acordo com as necessidades do projeto. A empresa também cedeu os *drivers* para acionamento dos interruptores. O projeto da placa de potência levou em consideração sua interligação com a placa de controle já pronta. Seu *layout* foi realizado no software *Altium* e sua confecção se deu no próprio INEP, pelos técnicos do laboratório.

A placa de controle integra o controlador digital de sinais (DSC) modelo TMS320F28069 da fabricante *Texas Instruments*. Nele foram configurados os módulos geradores de sinal PWM, os módulos de conversão analógico-digital para leitura das aquisições e a interrupção de processamento das malhas de controle. O fluxograma da Figura 5.13 fornece uma ideia geral da lógica de inicialização do microinversor.

Os eventos de *status* sinalizam o estado do microinversor durante sua operação, desde sua inicialização até a operação em regime. A descrição de cada um dos eventos criados para o protótipo está mostrada na Tabela 5.7.



Tabela 5.7 – Descrição dos eventos de estado.

Evento	Descrição
<i>status 1</i>	DSC inicializado
<i>status 2</i>	PLL estável
<i>status 3</i>	Barramento pronto para partida
<i>status 4</i>	Barramento carregado
<i>status 5</i>	Relé conectado
<i>status 6</i>	Controle do inversor ativado
<i>status 7</i>	Conversor desligado

A Tabela 5.8, por sua vez, descreve o significado de cada um dos eventos de erro criados para o protótipo. Estes sinalizam o motivo do desligamento do inversor.

Tabela 5.8 – Descrição dos eventos de erro.

Evento	Descrição
<i>error 1</i>	Corrente na saída maior que 4 A
<i>error 2</i>	Tensão na saída maior que 370 V
<i>error 3</i>	Tensão no barramento maior que 450 V
<i>error 4</i>	Tensão no barramento menor que 350 V
<i>error 5</i>	Tensão no capacitor do filtro ativo maior que 450 V
<i>error 6</i>	Tensão nos terminais do módulo maior que 70 V
<i>error 7</i>	Tensão RMS da rede fora da faixa permitida
<i>error 8</i>	Frequência da rede fora da faixa permitida
<i>error 9</i>	Desligamento forçado
<i>error 10</i>	Tensão no barramento maior que 390 V na inicialização
<i>error 11</i>	Tensão na rede não cruzou por zero

Uma imagem do protótipo construído pode ser visualizada na Figura 5.14. A placa de potência foi posicionada na vertical, fixada por uma estrutura em MDF, garantindo fácil acesso das sondas aos componentes na parte inferior da placa e dando possibilidade ao monitoramento da temperatura dos interruptores de potência.

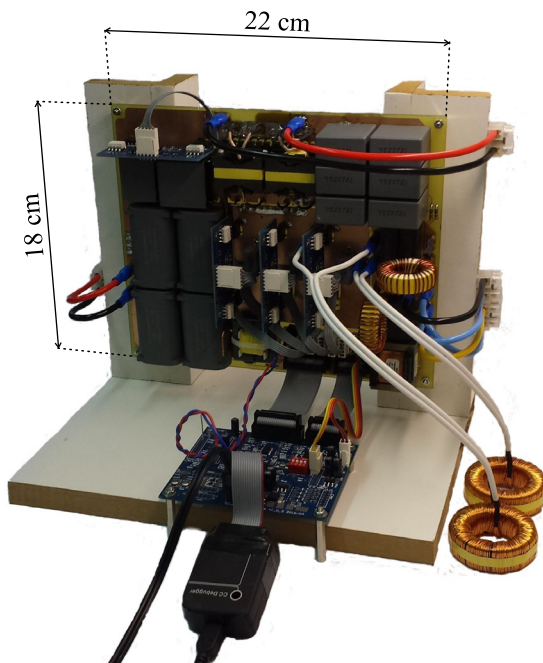


Figura 5.14 – Imagem do protótipo construído.

Mais detalhes do protótipo, incluindo os esquemáticos das placas confeccionadas e os códigos implementados no DSC, não podem ser divulgados em função deste trabalho se tratar de uma parceria entre academia e iniciativa privada.

## 5.4 CONCLUSÃO

O capítulo que aqui se encerra concluiu a análise teórica do microinversor, dando destaque às simulações realizadas nos *softwares* PSIM e OrCAD e seus resultados. Além disso, apresentaram-se as principais especificações de projeto que ainda não tinham sido descritas, como frequência de amostragem e tempo morto, e um breve descritivo da digitalização dos compensadores sintonizados.

Não há ênfase, neste trabalho, ao dimensionamento do protótipo. Por se tratar de um projeto de parceria com a empresa Inergiae Conversores Estáticos, sua tecnologia foi resguardada, e detalhes das

escolhas dos componentes, assim como os esquemáticos e *layout* das PCI, não foram apresentados.

Os resultados alcançados neste capítulo permitiram a realização da experimentação com segurança. Os testes do protótipo e seus resultados experimentais serão apresentados no capítulo seguinte.





# RESULTADOS EXPERIMENTAIS

“Feliz a pessoa que não é condenada pela consciência quando faz o que acha que deve fazer.” Rm 14:17-22

## 6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresetados os principais resultados oriundos dos ensaios experimentais realizados com o protótipo de microinversor construído. Para tal, consideram-se as seguintes prerrogativas:

- As aquisições de sinal foram realizadas com os osciloscópios DSO-X 4054A, da *Keysight Technologies*, e DPO 5034B, da *Tektronix*;
- Os dados de energia processada foram adquiridos com o analisador de energia de precisão WT1800 da *Yokogawa*;
- Os testes iniciais foram executados alimentando o estágio de potência com a fonte cc programável da empresa *Regatron* (600 V – 20 A);
- Alguns resultados experimentais foram colocados lado a lado com resultados de simulação, para validação dos estudos teóricos;
- Os dados referentes aos ensaios com módulos fotovoltaicos foram apresentados na Seção 2.4.4 e no Apêndice C.

## 6.2 RESULTADOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

A Figura 6.1 apresenta as principais grandezas simuladas (a) e experimentais (b) do estágio cc-ca do microinversor. Nota-se a evolução em fase da corrente e da tensão na rede elétrica ( $i_r, v_r$ ), com defasagem de  $8,12^\circ$  medida pelo analisador de energia. A corrente apresentou THD

dentro da norma, no valor de 4,28 %.

A defasagem entre tensão e corrente é justificada pela operação do algoritmo de anti-ilhamento, que força o descolamento de frequência para detectar a ausência de conexão com a rede elétrica. Essa defasagem pode ser diminuída alterando-se o ganho  $K_{SFS}$  do método, que foi calculado considerando uma carga crítica bem restritiva.

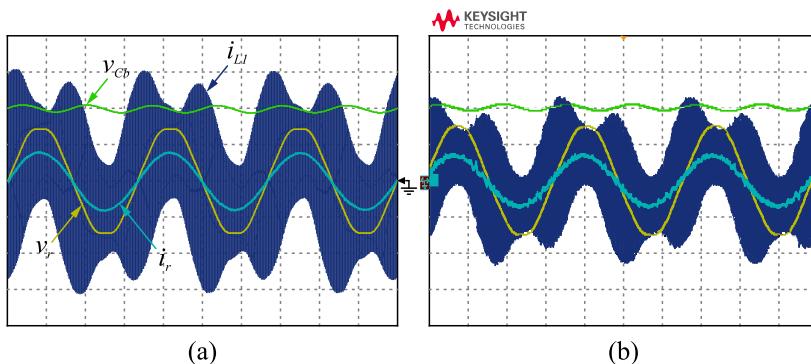


Figura 6.1 – Principais correntes e tensões simuladas (a) e experimentais (b) no estágio cc-ca. Escalas – tempo: 5 ms/div; tensões: 200 V/div; correntes: 2 A/div.

O filtro ativo não foi colocado a operar nesses resultados, ficando o barramento com ondulação de quase 40 V pico-a-pico. A Figura 6.2 mostra a tensão  $v_{Cb}$  com acoplamento ca na aquisição.

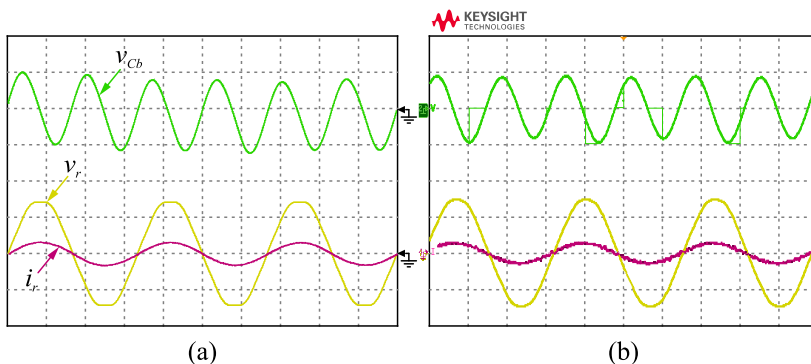


Figura 6.2 – Detalhe na ondulação da tensão simulada (a) e experimental (b) do barramento. Escalas – tempo: 5 ms/div;  $v_r$ : 200 V/div;  $v_{Cb}$ : 20 V/div (acoplamento ca);  $i_r$ : 5 A/div.

A presença da ondulação de 120 Hz em  $v_{Cb}$  não afetou a malha de controle de corrente do estágio cc-ca e permite a utilização de capacitores de menor capacitância, como os de filme fino. O filtro rejeita-faixa proposto para anulação dos 120 Hz na realimentação de tensão do controle de  $v_{Cb}$  também se mostrou satisfatório.

Foi também ensaiado o sistema completo, oriundo da integração do conversor cc-cc proposto por [1] ao conversor cc-ca estudado neste trabalho. As principais grandezas dessa união estão dispostas na Figura 6.3.

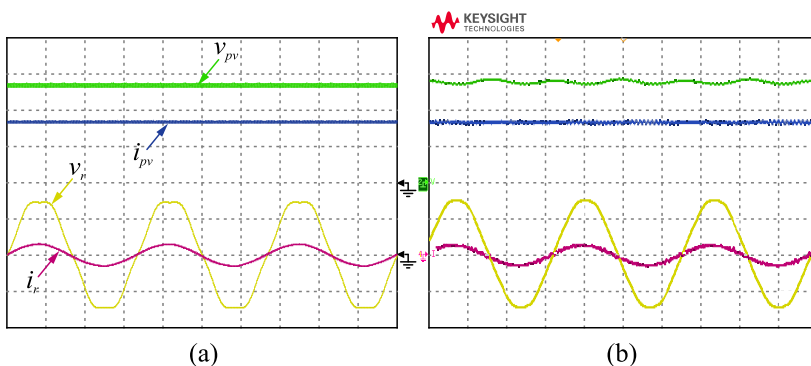


Figura 6.3 – Principais correntes e tensões simuladas (a) e experimentais (b) no microinversor. Escalas – tempo: 5 ms/div;  $v_r$ : 200 V/div;  $v_{pv}$ : 10 V/div; correntes: 5 A/div.

Neste teste, a tensão  $v_{pv}$  foi regulada em 27 V pela malha de controle do conversor cc-cc. A corrente  $i_{pv}$  é resultado da quantidade de energia disponível pela geração fotovoltaica, emulada pela variação manual da referência de corrente na fonte cc programável. A conexão do conversor diretamente à fonte cc não apresentou problemas de instabilidade e permitiu a realização dos ensaios independentemente da disponibilidade de sol.

A falta de um emulador fotovoltaico no laboratório impediu avaliar o desempenho da técnica de MPPT, mas sua validação foi realizada acoplando diretamente o módulo fotovoltaico KB260-6BPA à entrada do protótipo. A Figura 6.4 mostra a operação do algoritmo de MPPT, na qual se anula a transferência de potência do conversor cc-cc para medição da tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico e

posterior estimação da tensão de máxima potência.

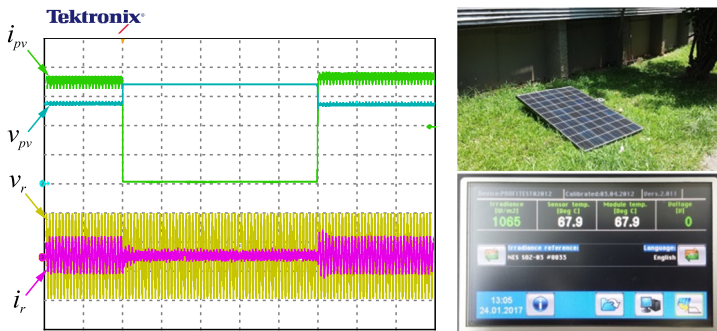


Figura 6.4 – Operação do MPPT com o módulo KB260-6BPA. Escalas – tempo: 200 ms/div;  $v_r$ : 200 V/div;  $v_{pv}$ : 10 V/div;  $i_r$ : 2 A/div;  $i_{pv}$ : 2 A/div.

Nesse ensaio, os terminais do módulo permaneceram em aberto durante 1 segundo, para visualização da dinâmica. O intervalo entre uma abertura e outra foi programado em 10 segundos. Para a aplicação do algoritmo em campo, o tempo de abertura deverá ser reduzido ao tempo de carga de  $C_{pv}$  (microssegundos); e o intervalo entre uma estimação e outra será aumentado para 2 minutos, evitando quedas muito frequentes na potência gerada.

A Figura 6.5 mostra em detalhe os momentos em que o conversor cc-cc cessa a transferência de energia (a) e volta a fornecer potência para o estágio cc-ca (b).

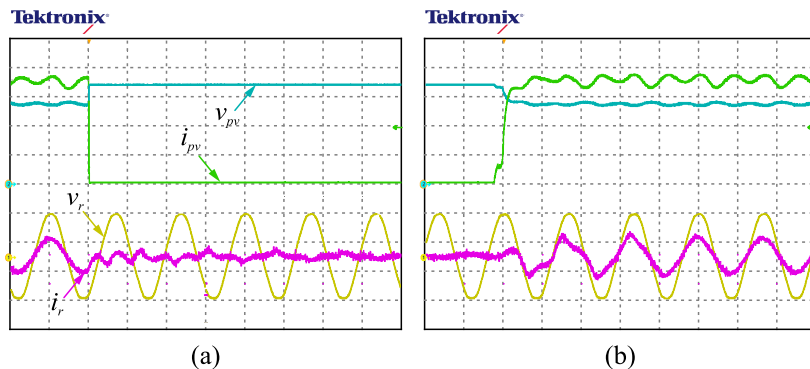


Figura 6.5 – Detalhe na operação do algoritmo de MPPT. Escalas – tempo: 10 ms/div;  $v_r$ : 200 V/div;  $v_{pv}$ : 10 V/div;  $i_r$ : 2 A/div;  $i_{pv}$ : 2 A/div.

Foi também programada a rotina de inicialização do protótipo de microinversor, conforme fluxograma já apresentado na Figura 5.13. Parte dessa rotina é composta pela carga do barramento principal ( $C_b$ ), executada pelo conversor cc-cc utilizando a energia disponível pela geração fotovoltaica.

A Figura 6.6 mostra a partida suave do barramento com a imposição de uma rampa em  $v_{Cb}$ . Durante essa etapa, o inversor permanece desativado e a corrente  $i_r$  injetada na rede é nula.

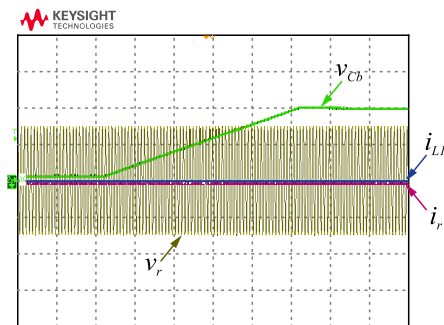


Figura 6.6 – Carga do barramento cc principal. Escalas – tempo: 200 ms/div; tensões: 200 V/div;  $i_{LL}$ : 5 A/div;  $i_r$ : 1 A/div.

Outra etapa da rotina de inicialização é apresentada na Figura 6.7. A Figura 6.7(a) mostra o momento em que se acionam simultaneamente as malhas de controle da tensão  $v_{Cb}$  e da corrente  $i_r$ . Esse instante foi escolhido estrategicamente no cruzamento por zero da tensão da rede, reduzindo picos de corrente na partida do controle.

A Figura 6.7(b) dá destaque ao ponto de partida do controle, o qual se estabiliza passados aproximados 140  $\mu$ s, quando a corrente  $i_r$  e o v.m.q.i. da corrente  $i_{LL}$  ficam próximos de zero. A tensão  $v_{Cb}$  passa a ser regulada e permanece no valor de 400 V deixado pela rotina de carga do barramento.

É interessante analisar a influência do compensador *feedforward* no controle da corrente  $i_r$ . A Figura 6.8 faz a comparação experimental da corrente sem o uso da malha de *feedforward* (a) e com o seu uso (b). Nota-se que a presença do *feedforward* auxilia o controlador no rastreamento da referência de corrente, programada em 100 mA de pico. A ausência dessa estratégia provoca defasamento de 27° entre a tensão

da rede e a corrente nela injetada, além de manter a amplitude de  $i_r$  abaixo dos 100 mA de referência.

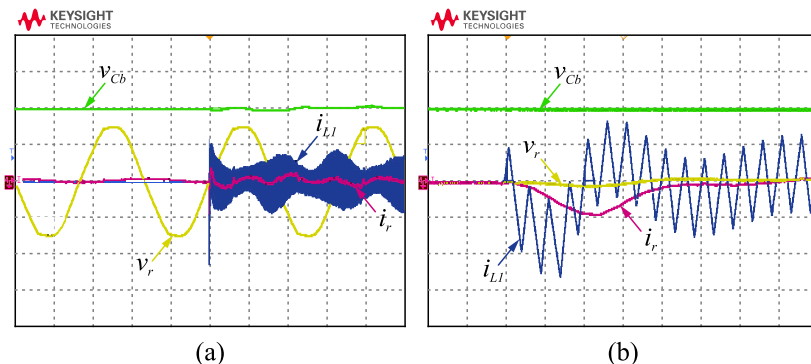


Figura 6.7 – Partida simultânea das malhas de controle da corrente de saída e do barramento cc (a), com destaque em (b). Escalas – tempo: 5 ms/div (a) e 20  $\mu$ s/div (b); tensões: 200 V/div; correntes: 5 A/div.

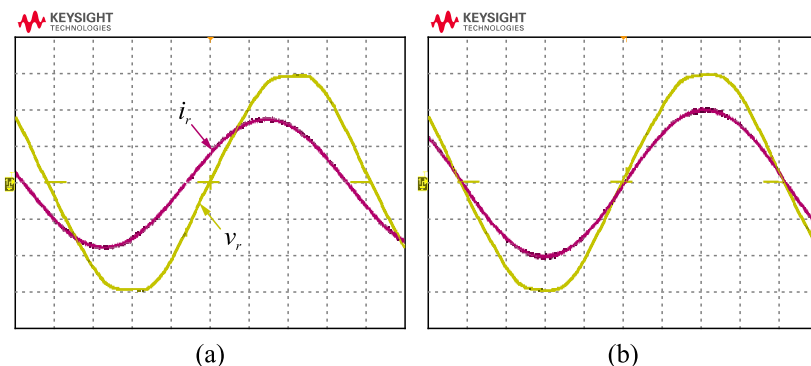


Figura 6.8 – Teste da manha de controle de corrente (carga resistiva) sem (a) e com (b) a malha de *feedforward*. Escalas – tempo: 2 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 50 mA/div.

O ensaio da Figura 6.8 foi realizado sem a conexão com a rede elétrica, mas acoplado-se uma carga resistiva à saída do conversor. A referência de corrente, contudo, é oriunda do algoritmo de PLL e, por esse motivo, colocou-se também na tela do osciloscópio o sinal de tensão da rede elétrica (referência de fase) para comparação.

A operacionalidade do algoritmo de AI proposto foi também

ensaiada neste trabalho. Os principais resultados estão reunidos no conjunto de imagens da Figura 6.9, que está dividido em testes sem o algoritmo de anti-ilhamento (a,b) e com o AI (c,d).

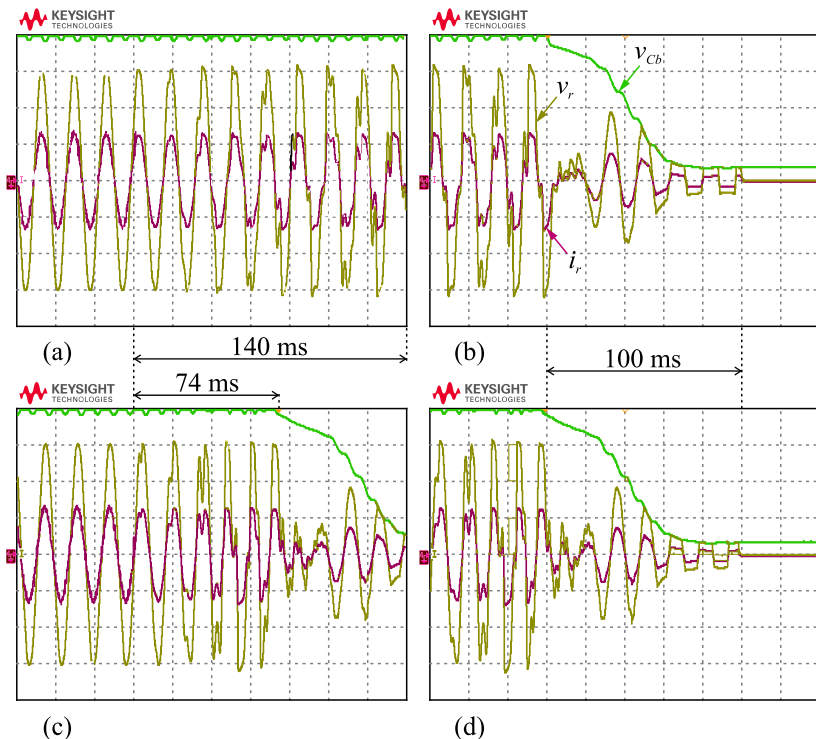


Figura 6.9 – Comparação da desconexão da rede sem (a,b) e com (c,d) a estratégia de anti-ilhamento. Escalas – tempo: 20 ms/div; tensões: 100 V/div; corrente: 1 A/div.

A Figura 6.9(a) mostra a operação do microinversor no instante em que a rede elétrica é desconectada pelo seccionamento manual de uma chave. O seccionamento ocorre no final da terceira divisão temporal do osciloscópio. Até o final da aquisição (final da tela), o conversor permanece operando, alimentando uma carga resistiva conectada em paralelo à saída do conversor.

A inércia de corrente do estágio cc-ca mantém a tensão sobre a resistência dentro da faixa permitida por norma durante, pelo menos, os

140 ms restantes da tela. Depois de detectada uma variação no valor eficaz ou na frequência da tensão de saída lida pelo microinversor, este entra na rotina de desligamento e cessa o fornecimento de energia nos 100 ms programados, conforme Figura 6.9(b).

Quando se ativa o algoritmo de anti-ilhamento, o tempo de detecção da anomalia na tensão da rede elétrica é reduzido para 74 ms no ensaio realizado. Esse intervalo somado ao tempo de 100 ms de desligamento (o qual não se alterou com a ativação do AI) resulta num tempo total menor a 0,2 segundo, garantindo segurança à rede de distribuição local.

Nota-se ainda, a partir do teste realizado, que a rotina de desligamento do inversor funcionou satisfatoriamente, levando a corrente a zero sem transitórios traumáticos ao sistema. A tensão  $v_{Cb}$  do barramento cc principal também cai, terminando com o valor da tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico.

Por fim, programou-se o código para a operação do filtro ativo de desacoplamento, com o intuito de verificar experimentalmente a redução na oscilação de 120 Hz da tensão  $v_{Cb}$ . A Figura 6.10 mostra o protótipo operando sem (a) e com (b) o filtro ativo. Sem a operação da técnica, a tensão do barramento cc principal oscila com 34 V de tensão pico-a-pico (8,5 %). Já com o acionamento da técnica, reduz-se essa oscilação a 9,3 V (2,3 %), deslocando-a para o capacitor  $C_f$ , cuja tensão ondula em 55 V de pico-a-pico.

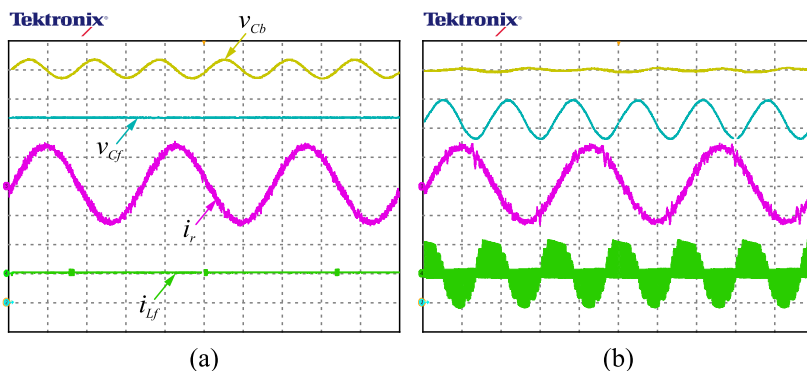


Figura 6.10 – Operação do conversor sem (a) e com (b) o filtro ativo. Escalas – tempo: 5 ms/div;  $v_{Cb}$ : 50 V/div;  $v_{Cf}$ : 40 V/div;  $i_r$ : 1 A/div;  $i_{Lf}$ : 2 A/div.



Testou-se, também, a partida suave do barramento  $C_f$  do filtro ativo, com a imposição de uma rampa na tensão  $v_{Cf}$  até o valor de referência de 250 V, conforme Figura 6.11. A partida se dá com as malhas de controle principais já em operação, ou seja, com o conversor conectado à rede e com o barramento cc principal ( $v_{Cb}$ ) já regulado em 400 V.

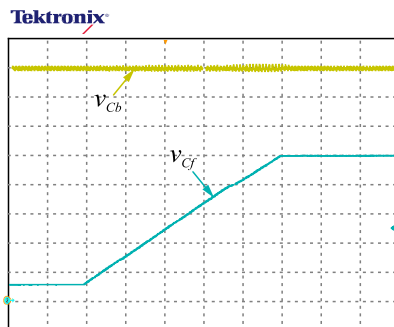


Figura 6.11 – Carga do barramento  $C_f$ . Escalas – tempo: 200 ms/div; tensões: 50 V/div.

### 6.3 ANÁLISE HARMÔNICA E RENDIMENTO

Com base nos limites das normas introduzidas na Seção 1.5 e na análise harmônica da corrente do microinversor feita com o analisador de energia da *Yokogawa*, construiu-se o gráfico de colunas da Figura 6.12. A potência circulante na saída do microinversor no instante da análise era de 210 W e a THD de corrente assumia valor de 4,28 %.

Nota-se que a qualidade da corrente é assegurada até sua 15ª componente harmônica, justamente a última frequência compensada pelo controlador multiressonante. A partir desse harmônico, percebem-se algumas componentes de frequência da corrente com distorções além do permitido em norma. Além disso, a componente cc possui amplitude de 1,4 %, maior que o 0,5 % limite estabelecido na NBR 16149.

Após algumas análises teóricas e de simulação, concluiu-se que o baixo valor de indutância do filtro *LCL* implica baixa impedância às perturbações contidas na tensão da rede elétrica, distorcendo a corrente nos harmônicos não compensados pelo controlador multiressonante.

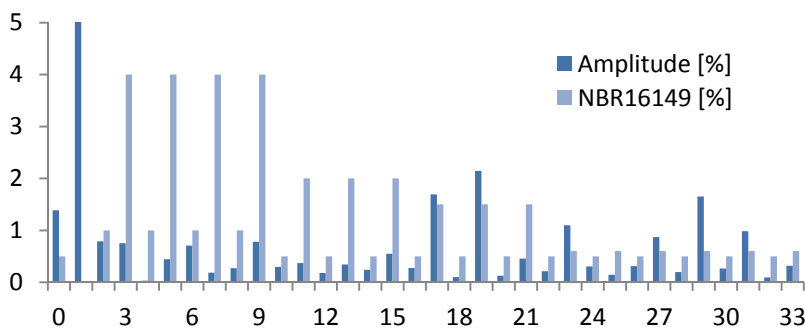


Figura 6.12 – Análise harmônica da corrente injetada na rede para 210 W de potência injetada e 4,28 % de THD.

Para provar essa afirmação, executou-se um teste experimental acoplando o conversor a uma fonte ca do laboratório ( $v_{ca}$ ), com um banco resistivo em paralelo ( $R_{ca}$ ), conforme Figura 6.13. O resistor  $R_{ca}$  foi projetado para absorver 600 W de  $v_{ca}$ , impedindo fluxo de potência reverso na fonte dentro da faixa de operação do microinversor (0 a 250 W).

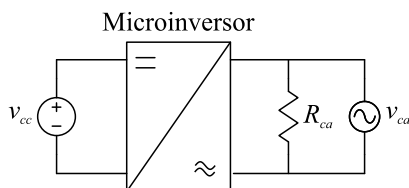


Figura 6.13 – Teste do microinversor utilizando fonte ca.

Nessa configuração de teste, é possível impor uma tensão senoidal livre de componentes harmônicas na saída do microinversor, permitindo avaliar a influência das perturbações da rede nas harmônicas da corrente de saída. Para 170 W de potência injetada na rede elétrica, obteve-se o espectro harmônico representado na Figura 6.14, com o protótipo conectado à rede elétrica do laboratório, e na Figura 6.15, conectado à fonte ca.

Nota-se, pelos resultados, que a presença de conteúdo harmônico na rede elétrica influencia diretamente na qualidade da corrente injetada nesta, aumentando significativamente a amplitude dos harmônicos de maior ordem. Como soluções, podem-se citar a inserção de

compensadores ressonantes adicionais; o aumento da largura de banda do compensador; ou o aumento da indutância total do filtro *LCL*. A primeira solução implica maior processamento de código; a segunda, menor margem de fase; e a terceira, maior peso e volume no filtro. Para trabalhos futuros, propõe-se a escolha da terceira solução.

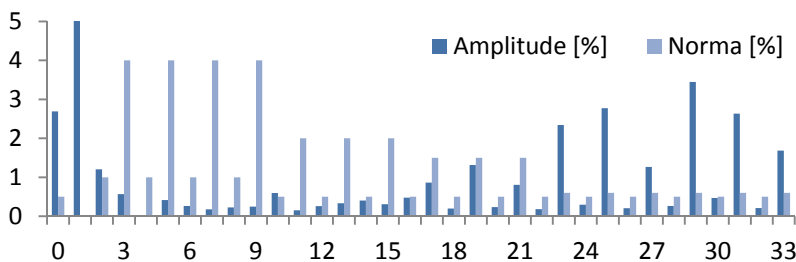


Figura 6.14 – Análise harmônica para o microinversor conectado à rede.

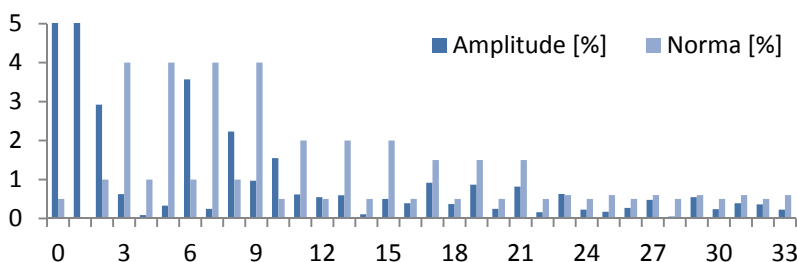


Figura 6.15 – Análise harmônica para o microinversor conectado à fonte ca.

A curva de rendimento do protótipo de microinversor está esboçada na Figura 6.16. O eixo das abscissas quantiza a porcentagem da potência nominal de entrada (250 W) processada pelo teste, enquanto as ordenadas indicam o rendimento do conversor.

O rendimento de pico do conversor atingiu 87,6 % para 252 W de potência na entrada. Nota-se uma queda abrupta no rendimento para baixas potências processadas, justificada pelo uso da modulação dois níveis. O conversor, com essa modulação, opera com alta circulação de reativos, dado que a corrente no indutor  $L_l$  sempre excruciona com a mesma amplitude, independentemente da magnitude da corrente de saída. O rendimento é, consequentemente, degradado.

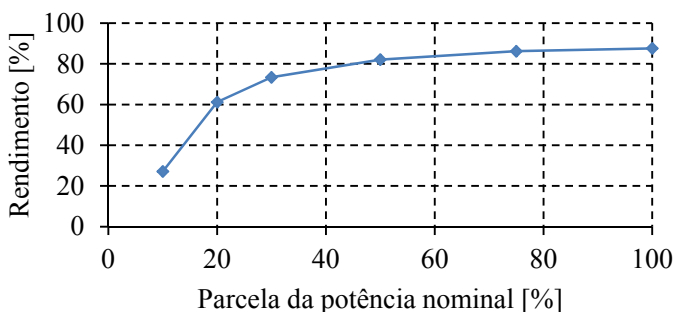


Figura 6.16 – Curva de rendimento para parcelas da potência nominal.

Calculou-se também o rendimento do conversor considerando a ponderação internacional CEC [1], conforme equação (6.1). Esse cálculo leva em conta a irradiância solar que atinge determinada região, buscando estimar o rendimento do conversor ao longo de um ano de operação sob determinada condição climática. A ponderação CEC é Americana, existindo também a ponderação EUR, aplicada aos inversores da Europa. O valor do rendimento CEC do protótipo de microinversor ficou calculado em 80,3 %.

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + \dots + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (6.1)$$

## 6.4 CONCLUSÃO

Este capítulo dissertou sobre os principais resultados obtidos a partir da experimentação do protótipo de microinversor construído. Os testes foram realizados com o conversor conectado à rede elétrica monofásica do laboratório e com o acoplamento tanto de fonte cc quanto do módulo fotovoltaico KB260-6BPA à entrada.

As formas de onda demonstraram coerência com os resultados de simulação. As malhas de controle projetadas foram validadas e os algoritmos de partida e proteção programados funcionaram adequadamente, efetuando a conexão do conversor à rede e sua desconexão de maneira segura e não traumática. O método de anti-ilhamento também apresentou funcionamento adequado; e a proposta de redução da oscilação de 120 Hz do barramento cc principal com o uso

de filtragem ativa apresentou os resultados experimentais esperados.

Quanto à adequação às normas, a THD da corrente injetada na rede na potência nominal ficou abaixo dos 5 % limite. Já as restrições relativas à amplitude das componentes harmônicas de corrente não foram totalmente obedecidas, em função do teste ter sido realizado com o conversor conectado diretamente à rede elétrica, a qual contém conteúdo harmônico elevado o suficiente para não ser filtrado pela indutância do filtro *LCL*. O conversor apresentou também componente cc acima do permitido, provavelmente em função da não presença de um polo na origem do compensador multirressonante.

O rendimento da estrutura construída ficou aquém do desejado. Enquanto o mercado de microinversores possui rendimento médio de 96 %, o protótipo apresentou 88 % (pico). Não foram incluídas no cálculo do rendimento as perdas nos circuitos auxiliares (DSC, condicionamento e *drivers*). O baixo rendimento foi justificado pela utilização da modulação dois níveis, que acarreta alta circulação de reativos no indutor de alta frequência e nos interruptores de potência em qualquer faixa de operação.



## CONSIDERAÇÕES FINAIS

“Fiz o melhor que pude na corrida, cheguei até o fim,  
conservei a fê.” 2 Tm 4:7

### 7.1 SUMÁRIO DA DISSERTAÇÃO

A construção das considerações finais se dará, primeiramente, por menção aos objetivos específicos desta dissertação de mestrado, expostos na Seção 1.6. São eles:

- Caracterização elétrica de módulos fotovoltaicos;
- Estudo das principais topologias de microinversores que dominam o mercado fotovoltaico;
- Concepção, especificação, simulação e dimensionamento de uma estrutura de conversor para emprego no estágio cc-ca do protótipo;
- Construção do protótipo final com a integração do conversor cc-ca ao conversor cc-cc de alto ganho e alto rendimento proposto por [1];
- Ensaios laboratoriais para análise de resultados experimentais.

O Capítulo 2 atendeu ao primeiro objetivo específico e efetuou a caracterização elétrica de geradores fotovoltaicos contituídos por silício cristalino, o material mais comercialmente encontrado em módulos. A revisão bibliográfica realizada auxiliou na compreensão da influência das variações climáticas na geração solar e permitiu a utilização de um modelo elétrico equivalente para simulação de módulos fotovoltaicos no PSIM. De maneira geral, foi possível obter os parâmetros elétricos do modelo a partir de dados de *datasheet* dos geradores e os resultados experimentais apresentados validaram o procedimento utilizado.

O segundo objetivo específico foi contemplado no Capítulo 1, o qual dissertou a respeito do conceito de microinversor e sua estruturação interna, das suas características de entrada e saída (tensão, corrente e potência), do rendimento esperado, dos produtos no mercado e também das normas que o regulamenta. Como já se tinha desenvolvido no laboratório um conversor cc-cc de alto ganho e alto rendimento promissor para aplicação em microinversores [1], optou-se pelo duplo estágio de processamento e o decorrer deste trabalho foi focado no projeto do estágio cc-ca.

O Capítulo 3 atendeu ao terceiro objetivo específico e descreveu detalhadamente os procedimentos adotados para projeto do estágio cc-ca do microinversor. A escolha de um conversor não-isolado foi pautada na busca por maior rendimento. O conversor em ponte completa se mostrava a mais promissora das opções. Não se contava, entretanto, com o problema da circulação de correntes de modo comum, em função da presença da capacitância parasita do módulo fotovoltaico, acoplando seus terminais ao condutor de proteção (terra) da instalação. Como a intenção do trabalho era utilizar o conversor cc-cc não isolado de [1], foi necessário encontrar uma solução que não contasse com as estruturas variantes da Ponte Completa (HERIC, H5, H6), por estarem protegidas por patentes internacionais. Viu-se na modulação dois níveis a opção restante, adotada neste trabalho.

A sequência do capítulo foi marcada pela análise matemática da estrutura escolhida, incluindo a apresentação da modulação para seu acionamento, o projeto do filtro passa-baixa de saída, a modelagem orientada ao controle do conversor e as estratégias propostas para regulação das principais grandezas (corrente injetada na rede e tensão do barramento cc principal) e proteção. A metodologia de projeto do filtro *LCL* garantiu compactação do seu volume e atenuação passiva da frequência de ressonância, facilitando o projeto do compensador de corrente. O controlador multiressonante se mostrou interessante para compensação de grandezas senoidais, mas seu uso deve ser analisado com rigor (em substituição ao compensador PI, por exemplo), pois implica aumento significativo no esforço de processamento de dados. A malha de *feedforward* foi conveniente para auxílio no controle da corrente; e a malha de tensão, na sua simplicidade, regulou adequadamente o barramento cc. O capítulo ainda contou com a



apresentação das estratégias de PLL e anti-ilhamento, que funcionaram satisfatoriamente, inclusive na prática.

O tema do Capítulo 4 foi incorporado ao projeto durante o período de dissertação e não consta nos objetivos específicos. A filtragem ativa da ondulação de 120 Hz da tensão do barramento cc principal foi motivada por permitir a redução da capacitância  $C_b$  e consequente utilização de capacitores de filme fino em substituição aos eletrolíticos, por apresentarem maior vida útil. Apesar dos resultados experimentais satisfatórios alcançados, conclui-se que a utilização da filtragem ativa não é necessária no protótipo proposto. O controle da corrente de saída do conversor não foi prejudicada com a presença dos 30 V de pico-a-pico em  $v_{Cb}$  e o conversor cc-cc foi capaz de compensar boa parte dessa ondulação, impedindo que a tensão  $v_{pv}$  nos terminais do módulo fotovoltaico flutuasse significativamente. Resta analisar, com uma fonte emuladora adequada, se o rastreamento da máxima potência está com alto rendimento.

Os últimos dois objetivos específicos foram contemplados nos Capítulos 5 e 6. A estabilidade da integração dos dois conversores foi confirmada após uma bateria de simulações realizada com o sistema completo no PSIM, incluindo códigos em linguagem C. Esse procedimento permitiu a realização segura e facilitada dos testes com o protótipo e os resultados experimentais muito se assemelharam aos de simulação, validando todo o projeto realizado.

## 7.2 CONCLUSÃO DA DISSERTAÇÃO

As pesquisas em microinversores ganharam destaque nos anos recentes. Nota-se, na literatura, que o volume de artigos científicos publicados nesse tema<sup>7</sup> se concentra no período após os anos 2000, sendo que desde a década de 1980 já se publicava a respeito de inversores fotovoltaicos<sup>8</sup>. A indústria acompanhou essa evolução na velocidade da pesquisa acadêmica e hoje encontram-se muitos microinversores a venda no mercado mundial.

A grande vantagem desse tipo de tecnologia está na sua

---

<sup>7</sup> Busca por *PV micro inverter* na base de dados do IEEE

<sup>8</sup> Busca por *PV inverter* na base de dados do IEEE

modularidade. Processar energia módulo a módulo permite otimizar o rastreamento da máxima potência e impede que um único módulo sombreado comprometa grande parte da geração de energia da planta fotovoltaica. Além disso, a instalação de um sistema fotovoltaico com inversores *string* necessita de um alto investimento inicial; e os microinversores permitem que a planta fotovoltaica seja construída módulo a módulo, reduzindo significativamente o investimento inicial.

O mercado internacional de microinversores se encontra bem expandido. O Brasil, contudo, carece de produtos nacionais que se baseiam nessa proposta, apesar dos vários trabalhos acadêmicos já defendidos em universidades brasileiras com essa temática. Nesse sentido, este trabalho vem à tona, numa parceria entre o INEP/UFSC e a empresa Inergiae Conversores Estáticos, com o objetivo de desenvolver um protótipo de microinversor para inserção futura como produto no mercado brasileiro. Todo o projeto foi arquitetado visando à rápida transformação de protótipo em produto.

A dissertação se encerra com um protótipo funcional do ponto de vista elétrico. Mostrou-se que a operação conjunta das malhas de controle de corrente, tensão, PLL e os algoritmos de MPPT, anti-ilhamento e proteção é viável. Os códigos embarcados no controlador digital de sinais foram construídos de maneira a promover toda a partida do sistema, controle das principais grandezas, monitoramento do sistema e desconexão da rede em caso de falha, operando adequadamente. O sistema ainda carece de ajustes finos, principalmente no controle da corrente de saída, mas de maneira geral, o funcionamento foi satisfatório. Pontos fundamentais a serem atacados, na continuidade deste trabalho, se concentram, basicamente, em compactação da estrutura e elevação do rendimento. É importante comentar que os magnéticos utilizados e os semicondutores escolhidos não são tecnologia de última geração, o que também implica aumento nas perdas dos conversores.

A principal contribuição deste estudo, além da formação do autor, diz respeito à junção dos vários tópicos estudados em um único protótipo. Os estudos encontrados na literatura atacam os vários blocos que compõe um microinversor (topologia, controle, anti-ilhamento, proteções) separadamente; e este trabalho buscou uni-los na concepção de um único equipamento.

### 7.3 TRABALHOS FUTUROS

Apesar de terem sido concluídos os objetivos específicos citados, estes não contribuíram para o alcance em plenitude do objetivo geral proposto na Seção 1.6, cujas palavras são:

“Objetiva-se desenvolver um protótipo de microinversor de alto rendimento e custo acessível para comercialização no mercado brasileiro. O equipamento deve estar em conformidade com os requisitos de qualidade de energia da Resolução Normativa ANEEL 482/12 e das normas IEEE 929, IEC 61727 e NBR 16149.”

O alcance completo desse objetivo requer trabalhos futuros em melhoria da qualidade da corrente injetada na rede elétrica; diminuição das perdas no protótipo; e análise de custo. No que diz respeito à qualidade da corrente injetada na rede e ao rendimento do protótipo, é interessante observar o fluxograma da Figura 7.1, o qual mostra as principais decisões tomadas no decorrer do estudo. A dissertação se encerrou com elevadas perdas no núcleo dos indutores de alta frequência do filtro *LCL* e com a amplitude dos harmônicos de maior ordem fora das normas. As soluções que se propõe sugerem o aumento da indutância do filtro *LCL* e a utilização de núcleos de ferrite para os indutores de alta frequência.

Essas soluções seguem a mesma linha de raciocínio até aqui explorada, de problema - solução - novo problema. Direcionando os olhares, entretanto, para a raiz do fluxograma, a opção pelo microinversor de dois estágios não-isolados foi escolhida para se utilizar o conversor cc-cc desenvolvido no INEP. O conversor cc-cc de [1] é promissor na obtenção de elevado rendimento [65], mas não evita a circulação de correntes de modo comum e força a escolha de uma topologia no estágio cc-ca que as impessa de circular. Portanto, é conveniente, como trabalho futuro, analisar diferentes soluções na raiz do fluxograma, por meio do estudo de outras topologias de conversores cc-ca que tanto evitem a circulação de CMC, como atinjam maiores patamares de rendimento (sem proteção por patente ou apenas com proteção internacional). Cabe também analisar as estruturas em estágio único para microinversores, pois se encontram bem consolidadas no mercado desse produto e têm apresentado rendimentos competitivos.

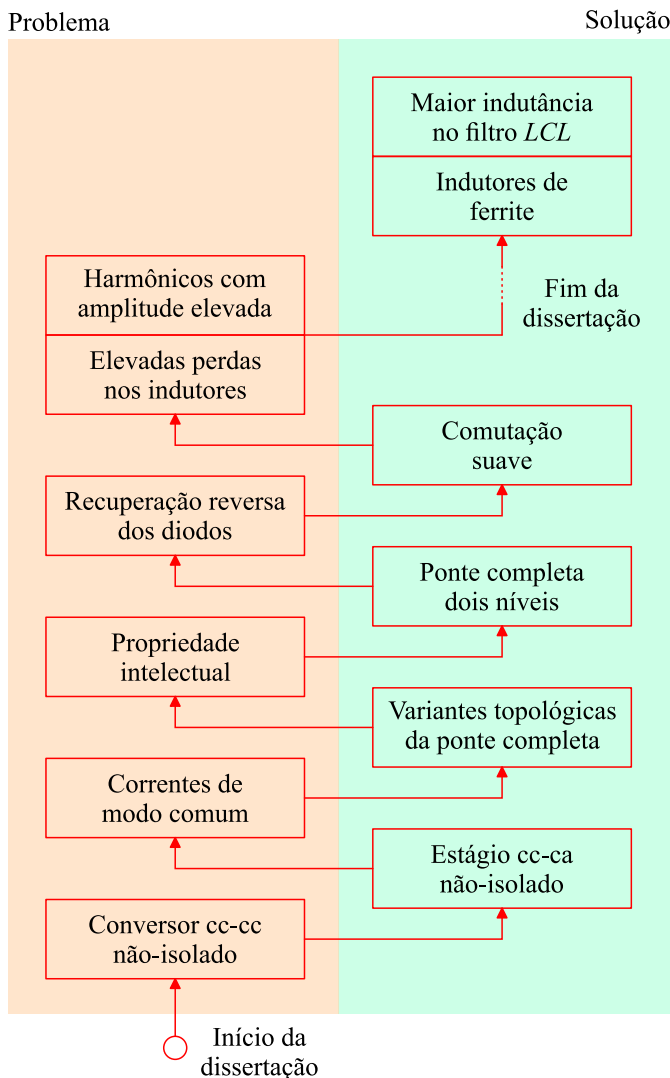


Figura 7.1 – Fluxograma dos principais problemas que surgiram na dissertação e suas respectivas soluções adotadas.

A opção por comutação suave nos interruptores do estágio cc-ca permitiu o uso de dissipação de calor no próprio cobre da PCI do conversor, mas implicou elevadas perdas no núcleo dos indutores  $L_l$ .

Além da solução pela troca por núcleos de ferrite, propõe-se o estudo futuro da técnica de variação de frequência aplicada à geração dos pulsos de comando do estágio cc-ca. Uma breve explicação dessa técnica aplicada ao conversor proposto está descrita no Apêndice G, incluindo resultados de simulação e experimentais.



## REFERÊNCIAS

- [1] Lenon Schmitz, "Conversores cc-cc não isolados de alto ganho e alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor Boost com célula de ganho," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [2] SMA Solar Technology AG. (2016, Jan) Sunny Boy 240. [Online]. <http://www.sma.de/en/products/solarinverters/sunny-boy-240.html>
- [3] SMA Solar Technology AG. (2016, Jan) What is a Micro Inverter? [Online]. <https://www.youtube.com/watch?v=77QA0l7sXt4>
- [4] D. C. Martins and R. Demonti, "Photovoltaic energy processing for utility connected system," *The 27th Annual Conference of the IEEE (IECON), Denver*, pp. 1292-1296, 2001.
- [5] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sep/Oct 2005.
- [6] Q. Li and P. Wolfs, "A Review of the Single-Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies with Three DC Link Configurations," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320-1333, May 2008.
- [7] A. C. Nanakos, E. C. Tatakis, and N. P. Papanikolaou, "A Weighted-Efficiency-Oriented Design Methodology of Flyback Inverter for AC Photovoltaic Modules," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 3221-3233, Jul 2012.
- [8] A. C. Nanakos, G. C. Christidis, and E. C. Tatakis, "Weighted Efficiency Optimization of FlybackMicroinverter Under Improved Boundary Conduction Mode (i-BCM)," *IEEE Transaction on Power*

- Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5548-5564, Oct 2015.
- [9] Jason C. Dominic, "Comparison and Design of High Efficiency Microinverters for Photovoltaic Applications," Dissertação de Mestrado, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2014.
- [10] ANEEL. (2016, Jan) PRODIST, Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica. [Online].  
[http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8\\_Revis%C3%A3o\\_7.pdf](http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8_Revis%C3%A3o_7.pdf)
- [11] DYA Energia Solar. (2016, Jan) Módulos Fotovoltaicos Suryavolt. [Online].  
<http://www.tecnometalenergiasolar.com.br/ProdutosServicos/modulos/Suryavolt.aspx>
- [12] Tiago Lemes da Silva, "Estudo do inversor monofásico NPC T-Type de cinco níveis para processamento de energia solar fotovoltaica," Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2014.
- [13] ABNT/COBEI CE - 03:082.01 - Comissão de Estudos de Sistemas de Conversão Fotovoltaica de Energia Solar. (2014) Certificação de inversores fotovoltaicos conectados à rede (12 possibilidade de conexão em BT). [Online].  
<https://pt.scribd.com/doc/303409557/NBR-16149#>
- [14] Roberto Francisco Coelho, "Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [15] Diego Leandro Suarez Solano, "Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [16] Felix A. Farret and M. Godoy Simões, *Integration of alternative sources of energy*. New Jersey: IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [17] Roger A. Messenger and Jerry Ventre, *Photovoltaic Systems Engineering*, 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2005.
- [18] Angelo Fillipi de Paiva, "Metodologia de comparação de diferentes tecnologias de módulos fotovoltaicos para a implementação em uma usina experimental de 6kWp," Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2013.



- [19] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, *Microeletrônica*, 5th ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.
- [20] Andreas Wagner, *Photovoltaik Engineering*. Dortmund: Springer, 1999.
- [21] Roberto Francisco Coelho, "Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação de cargas cc a partir de fontes renováveis," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [22] D. Bonkougou, Z. Koalaga, and D. Njomo, "Modelling and simulation of photovoltaic module considering single-diode equivalent circuit model in MATLAB," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3, no. 3, Mar 2013.
- [23] U. Stutenbaeumer and B. Mesfin, "Equivalent model of monocrystalline, polycrystalline and amorphous silicon solar cells," in *Renewable Energy* 18, 1999, p. 501±512.
- [24] H. Tian, F. Mancilla-David, K. Ellis, P. Jenkins, and E. Muljadi, "A Detailed Performance Model for Photovoltaic Systems," *Solar Energy Journal*, pp. 5500-54601, Jul 2012.
- [25] Gwinyai Dzimano, "Modeling of photovoltaics systems," Master Thesis, Ohio State University, Ohio, 2008.
- [26] E. A. Silva, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, and A. J. Nascimento Jr., "Parameter Estimation Method to Improve the Accuracy of Photovoltaic Electrical Model," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 6, no. 1, Jan 2016.
- [27] D. S. H. Chan and J. C. H. Phang, "Analytical Methods for the Extraction of Solar-Cell Single- and Double-Diode Model Parameters from I- V Characteristics," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 34, no. 2, pp. 286-293, Feb 1987.
- [28] H. Bourdoucen and A. Gastli, "Analytical Modelling and Simulation of Photovoltaic Panels and Arrays," *The Journal of Engineering Research*, vol. 4, no. 1, pp. 75-81, 2007.
- [29] B. Alsayid, "Modeling and Simulation of Photovoltaic Cell/Module/Array with Two-Diode Model," *International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering (IJCTEE)*, vol. 1, no. 3, Jun 2012.
- [30] R. C. Campbell, "A Circuit-based Photovoltaic Array Model for Power System Studies," in *39th North American Power Symposium (NAPS)*, 2007.

- [31] Denizar Cruz Martins and Ivo Barbi, *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*, 3rd ed. Florianópolis, 2011.
- [32] H. J. Chiu et al., "A Module-Integrated Isolated Solar Microinverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, Feb 2013.
- [33] Sandro Filipe Martins do Vale, "Microinversor para Paineis Fotovoltaicos," Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2012.
- [34] Jonas Rafael Gazoli, "Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica," Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2011.
- [35] M. Frisch and T. Ernö, "A New, Alternative Three-Level Topology for Highly Efficient, Single-Phase Solar Applications," *Vincotech GmbH, Biberger Str. 93, 82008 Unterhaching (Germany)*.
- [36] R. González, J. López, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 693 - 697, Mar 2007.
- [37] O. López, R. Teodorescu, F. Freijedo, and J. DovalGandoy, "Leakage current evaluation of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid," *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 907-912, Mar 2007.
- [38] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47-61, Mar 2015.
- [39] B. Gu et al., "High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2235-2245, May 2013.
- [40] O. Lopez-Santos, L. Martinez-Salamero, G. Garcia, and H. Valderrama-Blavi, "Sliding-mode control of a transformer-less dual-stage grid-connected photovoltaic micro-inverter," *10th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, pp. 1-6, Mar 2013.
- [41] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, G. Vazquez, and E. Aldabas, "A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 184-191, Dec 2010.
- [42] V. Geraldo, M. P. Raymundo, and S. J. Miguel, "High Efficiency

- Single-Phase Transformer-less Inverter for Photovoltaic Applications," *Ingeniería, Investigación y Tecnología*, vol. 16, no. 2, pp. 173-184, Jun 2015.
- [43] SMA Solar Technology AG, "Capacitive Leakage Currents, Technical Information, v. 2.5,".
- [44] H. Schmidt, C. Siedle, and J. Ketterer, "DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current," US Patent 7046534, May 2006.
- [45] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Back, "A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54-69, Mar 2016.
- [46] P. Channegowda and V. John, "Filter optimization for grid interactive voltage source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 4106-4114, Dec 2010.
- [47] G. E. M. Ruiz, N. Muñoz, and J. B. Cano, "Modeling, analysis and design procedure of LCL filter for grid connected converters," *IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, Bogota, pp. 1-6, 2015.
- [48] W. Wu, Y. He, T. Tang, and F. Blaabjerg, "A new design method for the passive damped LCL and LLCL filter-based single-phase grid-tied inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4339-4350, Oct 2013.
- [49] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Boulder, 2001.
- [50] André Gutierrez Andreta, "Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ressonante," Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [51] Ivan Jorge Gabe, "Contribuição ao controle de inversores PWM alimentados em tensão conectados à rede através de filtro-LCL," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.
- [52] K. C. A. De Souza, W. M. Dos Santos, and D. C. Martins, "Active and reactive power control for a single-phase grid-connected PV system with optimization of the ferrite core volume," in *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON*, São Paulo, 2010, pp. 1-6.
- [53] Kleber Cesar Alves De Souza, "Estudo e otimização de conversores

- estáticos utilizados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica comercial," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [54] Carlos Eduardo Marcussi Gomes, "Controle digital de um condicionador de tensão alternada usando PLL para obtenção do sinal de referência," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- [55] Frederico Brandt Torres, "Estudo e comparação de métodos de anti-ilhamento para sistemas de geração solar fotovoltaica conectados à rede elétrica," Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [56] Moacyr Aureliano Gomes De Brito, "Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica," Tese de Doutorado, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.
- [57] Leonardo Severo, "Estudo e implementação de métodos de proteção de anti-ilhamento aplicados a sistemas fotovoltaicos," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [58] The Little Box Challenge. (2015) The Red Electrical Devils, CE+T Power, Belgium. [Online]. <https://littleboxchallenge.com/pdf/finalists/56568-Tech.pdf>
- [59] The Little Box Challenge. (2015) Schneider Electric Team, France. [Online]. <https://littleboxchallenge.com/pdf/finalists/57137-Tech.pdf>
- [60] The Little Box Challenge. (2015) Future Energy Electronics Center, VirginiaTech, USA. [Online]. <https://littleboxchallenge.com/pdf/finalists/59316-Tech.pdf>
- [61] The Little Box Challenge. (2015) !verter, Germany/Switzerland. [Online]. <https://littleboxchallenge.com/pdf/finalists/56618-Tech.pdf>
- [62] K. H. Chao, P. T. Cheng, and T. Shimizu, "New control methods for single phase PWM regenerative rectifier with power decoupling function," in *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Taipei, 2009, pp. 1091-1096.
- [63] R. Wang et al., "A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier With Active Ripple Energy Storage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1430-1443, May 2011.
- [64] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers

- Using a Ripple Port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4690-4698, Nov 2012.
- [65] L. Schmitz, D. C. Martins, and R. F. Coelho, "Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 64, no. 2, pp. 480-493, Feb 2017.



# APÊNDICE A

## A.1 EQUACIONAMENTO DA CARACTERÍSTICA DE CORRENTE POR TENSÃO DO DIODO

O estudo e levantamento da característica de corrente por tensão de um diodo é complexo e envolve conceitos da física de semicondutores. O intuito deste trabalho não é entrar a fundo na teoria física; apenas uma breve diretriz nesse assunto será abordada, com base em [19].

Numa junção  $pn$  diretamente polarizada, um importante resultado da física de semicondutores equaciona o perfil de concentração de portadores minoritários na borda da região de depleção, na forma da expressão (A.1).

$$p_n(x_n) = p_{n0} e^{V/V_T} \quad (\text{A.1})$$

Essa equação é conhecida por lei da junção e demonstra que a concentração de lacunas  $p_n(x_n)$  decai exponencialmente até um valor térmico de equilíbrio  $p_{n0}$ , dependendo da tensão aplicada sobre os terminais do diodo  $V$  e da tensão térmica do componente  $V_T$ . A tensão térmica é ditada pela expressão (A.2), na qual estão relacionados a carga do elétron  $q$  (dada em Coulomb), a constante de *Boltzmann*  $k$  (dada em Joules por Kelvin) e a temperatura da junção  $T_K$  (dada em Kelvin)

$$V_T = \frac{kT_K}{q} \quad (\text{A.2})$$

Onde:

$$q = 1,60217646 \times 10^{-19} \text{ C}$$

$$k = 1,3806503 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

A distribuição do excesso de concentração de lacunas na região  $n$  é função da distância  $x$  e pode ser expressa como (A.3).  $x_n$  representa o ponto em que a concentração de lacunas é máxima, na borda da região de depleção.

$$p_n(x) = p_{n0} + [p_n(x_n) - p_{n0}]e^{-(x-x_n)/L_p} \quad (\text{A.3})$$

$L_p$  é a constante que determina a taxa de decaimento exponencial, chamada comprimento de difusão de lacunas no silício tipo  $n$  e está relacionada, segundo equação (A.4), ao tempo de vida dos portadores  $\tau_p$ , representando o tempo médio que uma lacuna injetada na região  $n$  leva para se recombinar com o elétron.  $D_p$  é a constante de difusão para lacunas no silício tipo  $n$ .

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \quad (\text{A.4})$$

A injeção de lacunas na região  $n$ , que se recombinam com elétrons, dará origem a uma corrente de lacunas cuja densidade pode ser determinada por meio da expressão (A.5).

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx} \quad (\text{A.5})$$

Substituindo a equação (A.1) em (A.3) e aplicando a derivada de (A.5), determina-se a densidade de corrente devido às lacunas injetadas, dada por (A.6).

$$J_p = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} \left( e^{V/V_T} - 1 \right) e^{-(x-x_n)/L_p} \quad (\text{A.6})$$

$J_p$  é maior na borda da região de depleção e decai exponencialmente com a distância, seguindo o comportamento do perfil de concentração de portadores.

No estado estável, os portadores terão de ser repostos e, portanto, elétrons serão fornecidos pelo circuito externo para a região  $n$  (ou serão desprendidos por fótons) a uma taxa que mantenha a corrente constante



em seu valor no ponto  $x = x_n$ . Logo, a densidade de corrente devido às lacunas passará a ser dada por (A.7).

$$J_p = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} \left( e^{V/V_T} - 1 \right) \quad (\text{A.7})$$

Uma análise similar pode ser feita para elétrons injetados através da junção para dentro da região  $p$ , resultando na densidade de corrente  $J_n$ , dada por (A.8), com parâmetros análogos a (A.7).

$$J_n = q \frac{D_n}{L_n} n_{p0} \left( e^{V/V_T} - 1 \right) \quad (\text{A.8})$$

Uma vez que  $J_p$  e  $J_n$  estão na mesma direção, eles podem ser somados e multiplicados pela área  $A$  da secção transversal da junção para obter a corrente total  $I$ , conforme (A.9).

$$I = A \left( q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} + q \frac{D_n}{L_n} n_{p0} \right) \left( e^{V/V_T} - 1 \right) \quad (\text{A.9})$$

Substituindo  $p_{n0} = n_i^2/N_D$  e  $n_{p0} = n_i^2/N_A$  em (A.9), escreve-se (A.10).

$$I = A q n_i^2 \left( \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) \left( e^{V/V_T} - 1 \right) \quad (\text{A.10})$$

$N_D$  e  $N_A$  representam, respectivamente, a concentração de átomos doadores e aceitadores, como o fósforo e o boro. Já o parâmetro  $n_i$  representa a concentração de elétrons livres ou lacunas em um silício intrínseco, equacionado por (A.11), sendo expresso em número de portadores (elétrons ou lacunas) por centímetro cúbico.

$$n_i^2 = B T_K^3 e^{-E_g/kT_K} \quad (\text{A.11})$$

Onde, para o silício:

$$B = 5,4 \times 10^{31} \text{ C}$$

$$E_g = 1,79 \times 10^{-19} \text{ J}$$

$B$  é um parâmetro dependente do material e  $E_g$  é conhecido como

energia de banda proibida.  $E_g$  é mais comumente encontrado na literatura com a unidade elétron-volt (eV). Neste caso, seu valor em Joules é dividido pela carga elementar. Nesse sentido, a equação (A.11) é modificada para o formato de (A.12).

$$n_i^2 = BT_K^3 e^{-qE_g/kT_K} \quad (\text{A.12})$$

Onde, para o silício:

$$E_g = 1,12 \text{ eV}$$

Substituindo (A.12) em (A.10), tem-se (A.13), que pode ser reduzida à equação (A.15), na qual a maioria dos parâmetros foi reunida na chamada corrente de saturação  $I_0$ , definida em (A.14). Chega-se, portanto, à conhecida equação que relaciona corrente por tensão num diodo.

$$I = qABT_K^3 e^{-qE_g/kT_K} \left( \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) (e^{V/V_T} - 1) \quad (\text{A.13})$$

$$I_0 = qAB \left( \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) T_K^3 e^{-qE_g/kT_K} \quad (\text{A.14})$$

$$I = I_0 (e^{V/V_T} - 1) \quad (\text{A.15})$$

Considerando, agora, a corrente de saturação para uma determinada temperatura de referência, tem-se (A.16).

$$I_0^{ref} = qAB \left( \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) T_K^{ref3} e^{-qE_g/kT_K^{ref}} \quad (\text{A.16})$$

Essa equação pode ser reescrita na forma de (A.17), isolando-se os coeficientes que não possuem dependência com a temperatura, mas que estão apenas relacionados aos aspectos construtivos da junção  $pn$ .

$$qAB \left( \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) = \frac{I_0^{ref}}{T_K^{ref3} e^{-qE_g/kT_K^{ref}}} \quad (\text{A.17})$$

Substituindo (A.17) em (A.14) e fazendo as devidas manipulações matemáticas, determina-se (A.18).

$$I_0 = \frac{I_0^{ref}}{T_K^{ref3} e^{-qE_g/kT_K^{ref}}} T_K^3 e^{-qE_g/kT_K} \quad (A.18)$$

$$I_0 = I_0^{ref} \left( \frac{T_K}{T_K^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{k} \left( \frac{1}{T_K^{ref}} - \frac{1}{T_K} \right)}$$

Estão, portanto, equacionados os parâmetros que modelam matematicamente o comportamento da corrente pela tensão num diodo. As principais expressões estão repetidas em (A.19), por comodidade. A tensão térmica  $V_T$  foi substituída pela equação (A.2), que a define.

Adicionalmente, foi inserido no argumento das exponenciais o chamado fator de idealidade do diodo  $A$ . Esse parâmetro busca tornar a curva característica de corrente por tensão mais próxima da realidade, através do ajuste dessa variável.

$$I = I_0 \left( e^{\frac{qV}{AkT_K}} - 1 \right) \quad (A.19)$$

$$I_0 = I_0^{ref} \left( \frac{T_K}{T_K^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{Ak} \left( \frac{1}{T_K^{ref}} - \frac{1}{T_K} \right)}$$

## A.2 EQUACIONAMENTO DA VARIAÇÃO DA FOTOCORRENTE COM A IRRADIÂNCIA SOLAR E A TEMPERATURA NO GERADOR FOTOVOLTAICO

A influência da irradiância solar e da temperatura na fotocorrente do gerador fotovoltaico será estudada com base nos ensaios do módulo KC200GT da Kyocera. Os dados utilizados foram extraídos do próprio *datasheet* do produto, por meio das curvas fornecidas pelo fabricante, esboçadas na Figura A.1.

Na figura, foram destacados os pontos de tensão nula, ou seja, que representam a corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico. Nota-se claramente que esses valores variam de acordo com a

irradiação solar e com a temperatura. Colocando-os em gráficos que relacionam seus valores aos valores respectivos de irradiação e de temperatura, percebe-se que a variação dessas grandezas é linear, como mostra a Figura A.2.

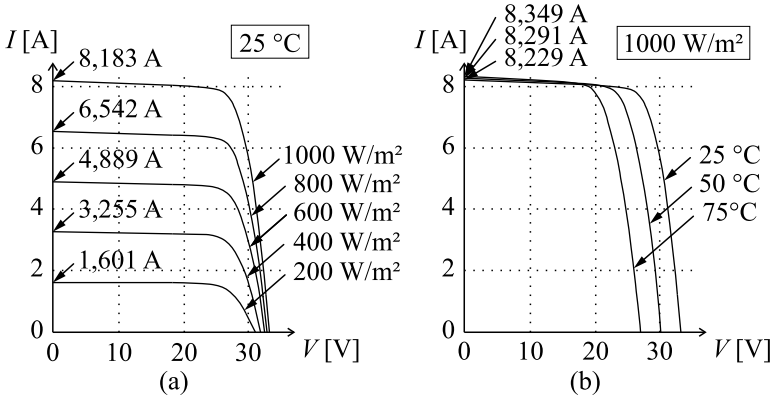


Figura A.1 – Curvas I-V obtidas a partir da variação da irradiação solar com temperatura a  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  (a) e variação da temperatura com irradiação a  $1000\text{ W/m}^2$  (b).

Considerando, inicialmente, o gráfico da Figura A.2 que representa a variação linear da corrente de curto circuito  $I_{CC}$  com a irradiação solar  $S$ , pode-se descrever matematicamente seu comportamento através da equação da reta, conforme (A.20). Os parâmetros  $\alpha_S$  e  $\beta_S$  correspondem aos coeficientes angular e linear, respectivamente.

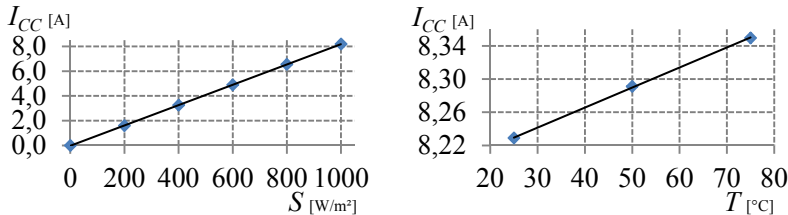


Figura A.2 – Curvas de variação da corrente de curto circuito com a irradiação solar e com a temperatura no módulo.

$$I_{CC} = \alpha_S S + \beta_S \quad (\text{A.20})$$

Como a reta cruza o ponto (0,0) no gráfico, sabe-se que o coeficiente linear  $\beta_S$  é nulo, podendo a equação ser reduzida a (A.21).

$$I_{CC} = \alpha_S S \quad (\text{A.21})$$

A partir de um ensaio experimental de referência, por meio do qual se conhece a corrente de curto circuito para determinada irradiância solar, calcula-se o coeficiente angular da reta, como mostra (A.22).

$$\alpha_S = \frac{I_{CC}^{ref}}{S^{ref}} \quad (\text{A.22})$$

Substituindo-se a expressão (A.22) em (A.21), determina-se a relação genérica entre a corrente de curto circuito e a irradiância solar, expressada em (A.23).

$$I_{CC} = \frac{S}{S^{ref}} I_{CC}^{ref} \quad (\text{A.23})$$

Procurando, agora, determinar a relação da corrente de curto circuito com a variação da temperatura no módulo fotovoltaico, analisa-se o gráfico da Figura A.2 que esboça a reta que representa essa relação. Da mesma forma que para a irradiância solar, pode-se utilizar a equação da reta na descrição matemática desse comportamento, conforme (A.24).

$$I_{CC} = \alpha_T T + \beta_T \quad (\text{A.24})$$

Um ensaio experimental também permite determinar valores de referência para as grandezas dessa equação. Além disso, a corrente de curto circuito de referência pode ser influenciada pela radiação solar, conforme expressão (A.23). Essas considerações permitem escrever (A.25).

$$\frac{S}{S^{ref}} I_{CC}^{ref} = \alpha_T T^{ref} + \beta_T \quad (\text{A.25})$$

Isolando-se o coeficiente linear em (A.25), tem-se (A.26).

$$\beta_T = \frac{S}{S^{ref}} I_{CC}^{ref} - \alpha_T T^{ref} \quad (\text{A.26})$$

Substituindo-se (A.26) em (A.24), obtém-se a expressão final

(A.27) que modela matematicamente as influências da irradiância e da temperatura na corrente de curto circuito do módulo.

$$I_{CC} = \alpha_T T + \frac{S}{S^{ref}} I_{CC}^{ref} - \alpha_T T^{ref}$$

$$I_{CC} = \frac{S}{S^{ref}} I_{CC}^{ref} + \alpha_T (T - T^{ref}) \quad (A.27)$$

$$I_{CCmod} = \frac{S}{S^{ref}} I_{CCmod}^{ref} + \mu_{ICCmod} (T - T^{ref})$$

O coeficiente linear  $\alpha_T$  é fornecido nos *datasheets* dos fabricantes de geradores fotovoltaicos e conhecido como coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito. Neste trabalho, esse parâmetro será simbolizado por  $\mu_{ICC}$ .

A equação determinada necessita, por fim, ser adaptada para a grandeza da fotocorrente  $I_F$ , já que se deseja verificar sua variação segundo a irradiância e a temperatura. A fotocorrente, contudo, é muito bem representada pela própria corrente de curto circuito, estudada até agora neste apêndice. Essa consideração é constatada quando se analisa o circuito equivalente do módulo fotovoltaico, com seus terminais de saída em curto circuito, conforme Figura A.3.

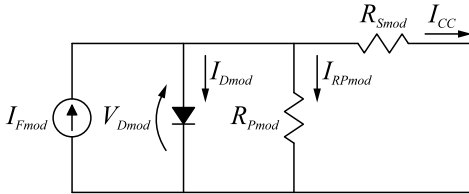


Figura A.3 – Modelo equivalente do módulo com terminais em curto circuito.

Nessa configuração, a queda de tensão resultante da corrente  $I_{CC}$  que flui por  $R_S$  apresenta valores da ordem de centésimos de volts, uma vez que a resistência série é pequena. Essa queda de tensão aplicada sobre o diodo e sobre o resistor paralelo  $R_P$  não gera correntes de fuga expressivas.

Portanto, pode-se considerar, com bastante fidelidade, que o comportamento da fotocorrente é igual ao da corrente de curto circuito. Logo, fica determinada a expressão (A.28), que relaciona a fotocorrente do módulo fotovoltaico aos parâmetros  $S$  e  $T$ .

$$I_{Fmod} = \frac{S}{S^{ref}} I_{Fmod}^{ref} + \mu_{ICCmod} (T - T^{ref}) \quad (A.28)$$

### A.3 APROXIMAÇÃO DA INCLINAÇÃO DA CURVA I-V DE GERADORES FOTOVOLTAICOS NO PONTO DE TENSÃO NULA PELO NEGATIVO DO INVERSO DA RESISTÊNCIA PARALELA

Considera-se, na Figura A.4, o circuito equivalente de módulos fotovoltaicos.

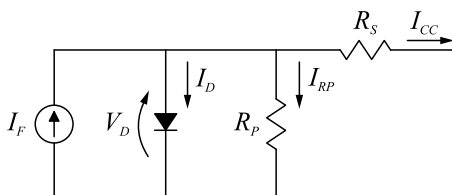


Figura A.4 – Modelo equivalente com terminais em curto circuito.

A tensão  $V_D$  sobre o diodo, nesse circuito, é igual à queda de tensão sobre o resistor  $R_S$  devido à corrente de curto circuito  $I_{CC}$ . Em células e módulos fotovoltaicos, a resistência série  $R_S$  apresenta valores de milésimos de ohms, gerando quedas de tensão devido à corrente de curto circuito de centésimos de volts. Esses baixos níveis de tensão não polarizam suficientemente o diodo a ponto de ele apresentar resistência equivalente substancial perante  $R_P$ .

Posto isso, representa-se parte do circuito da Figura A.4 pelo equivalente de Norton da Figura A.5.

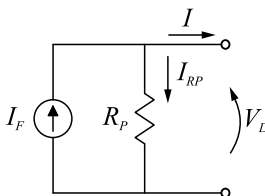


Figura A.5 – Equivalente de Norton do gerador no ponto de tensão nula.

Equacionando o circuito, parte-se das expressões básicas (A.29) e (A.30).

$$I = I_F - I_{RP} \quad (\text{A.29})$$

$$I_{RP} = \frac{V_D}{R_p} = \frac{R_S I + V}{R_p} \quad (\text{A.30})$$

Substituindo-se (A.30) em (A.29), determina-se (A.31). Como  $R_p$  é muito maior que  $R_S$ , são viáveis os rearranjos realizados em (A.31). Identifica-se, então, a equação da reta, na qual  $-1/R_p$  e  $I_F$  representam os coeficientes angular e linear, respectivamente.

$$I = I_F - \frac{R_S I + V}{R_p} = I_F - \frac{1}{R_p} V - \frac{R_S}{R_p} I$$

$$I \left( \underbrace{1 + \frac{R_S}{R_p}}_{\substack{1 \\ (R_p \gg R_S)}} \right) = -\frac{1}{R_p} V + I_F \quad (\text{A.31})$$

$$I = \underbrace{-\frac{1}{R_p}}_{\substack{\text{coef.} \\ \text{angular}}} V + \underbrace{I_F}_{\substack{\text{coef.} \\ \text{linear}}}$$

O coeficiente angular da reta pode também ser interpretado como a derivada da função de corrente por tensão do módulo fotovoltaico no ponto  $(I_{CC}, 0)$ . Logo, fica determinada a expressão (A.32), representada graficamente na Figura A.6.

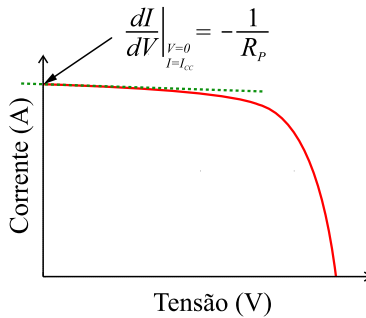


Figura A.6 – Derivada da corrente pela tensão aplicada ao ponto de tensão nula.



$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V=0, I=I_{CC}} = -\frac{1}{R_p} \quad (\text{A.32})$$

#### A.4 CÁLCULO E VALIDAÇÃO VIA SIMULAÇÃO DAS DERIVADAS DA CORRENTE PELA TENSÃO E DA POTÊNCIA PELA TENSÃO DA EQUAÇÃO MODELO DE GERADORES FOTOVOLTAICOS

A equação (A.33) descreve o comportamento da curva de corrente *versus* tensão em módulos fotovoltaicos nas condições de referência. Multiplicando-a dos dois lados pela tensão  $V$ , determina-se a expressão (A.34), a qual descreve a potência.

$$I = I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{A k T_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_p} \quad (\text{A.33})$$

$$P = VI = V \left[ I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{A k T_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_p} \right] \quad (\text{A.34})$$

Desejam-se determinar as derivadas dessas equações. Inicialmente será calculada a derivada da corrente pela tensão, matematicamente representada pela equação (A.35).

$$\frac{dI}{dV} = \frac{d}{dV} \left\{ I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q(R_S I + V)}{A k T_K}} - 1 \right) - \frac{R_S I + V}{R_p} \right\} \quad (\text{A.35})$$

Será necessário o emprego da derivação implícita, pelo fato de a corrente  $I$  não estar isolada na equação. Dessa forma, usa-se do equacionamento apresentado em (A.36).

$$\begin{aligned}
\frac{dI}{dV} &= \underbrace{\frac{dI}{dV}}_0^{ref} + \underbrace{\frac{dI}{dV}}_0^{ref} - \frac{d}{dV} \left\{ I_0^{ref} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} \right\} - \frac{d}{dV} \left\{ \frac{R_S I + V}{R_p} \right\} \\
\frac{dI}{dV} &= -I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} \frac{d}{dV} \{R_S I + V\} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - \frac{1}{R_p} \frac{d}{dV} \{R_S I + V\} \quad (A.36) \\
\frac{dI}{dV} &= -I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} \left( R_S \frac{dI}{dV} + 1 \right) e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - \frac{1}{R_p} \left( R_S \frac{dI}{dV} + 1 \right)
\end{aligned}$$

O termo  $dI/dV$  pode ser isolado na equação pelos passos mostrados em (A.37).

$$\begin{aligned}
\frac{dI}{dV} &= -I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} R_S e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} \frac{dI}{dV} - I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - \frac{1}{R_p} R_S \frac{dI}{dV} - \frac{1}{R_p} \\
\frac{dI}{dV} \left[ I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} R_S e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{1}{R_p} R_S + 1 \right] &= -I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - \frac{1}{R_p} \quad (A.37) \\
\frac{dI}{dV} &= - \frac{\frac{q I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{1}{R_p}}{\frac{q R_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{R_S}{R_p} + 1}
\end{aligned}$$

Fica determinada, portanto, a equação que descreve a derivada da corrente pela tensão.

Para o cálculo da derivada da potência pela tensão, faz-se necessária a substituição da corrente  $I$  pela expressão  $P/V$ , conforme a Lei de Watt, para deixar todos os termos que variam em função da potência  $P$ , como mostra (A.38). A derivação implícita será também aplicada a este caso.

$$P = V \left[ I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q \left( R_S \frac{P}{V} + V \right)}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S \frac{P}{V} + V}{R_p} \right] \quad (A.38)$$

O procedimento é o mesmo aplicado à derivação da expressão da corrente em função da tensão e será exibido em menos passos. A derivada a ser calculada é expressa matematicamente por (A.39).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d}{dV} \left\{ V \left[ I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q \left( R_S \frac{P}{V} + V \right)}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S \frac{P}{V} + V}{R_p} \right] \right\} \quad (A.39)$$

A derivação implica (A.40).

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} = & I_F^{ref} - I_0^{ref} \left( e^{\frac{q \left( R_S \frac{P}{V} + V \right)}{AkT_K}} - 1 \right) - \frac{R_S \frac{P}{V} + V}{R_p} + \\ & + V \left\{ -I_0^{ref} \frac{q}{AkT_K} e^{\frac{q \left( R_S \frac{P}{V} + V \right)}{AkT_K}} \left[ \frac{dP}{dV} \frac{R_S}{V} - \frac{PR_S}{V^2} + 1 \right] + \right. \\ & \left. - \frac{dP}{dV} \frac{R_S}{R_p V} + \frac{P}{V^2} \frac{R_S}{R_p} - \frac{1}{R_p} \right\} \end{aligned} \quad (A.40)$$

Isolando o termo  $dP/dV$  por meio de algebrismo matemático e substituindo  $P/V$  por  $I$ , determina-se a derivada em (A.41).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{I_F^{ref} - I_0^{ref} \left\{ \left[ 1 + \frac{q(V - R_S I)}{AkT_K} \right] e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right\} - \frac{2V}{R_p}}{1 + \frac{R_S}{R_p} + \frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}}} \quad (A.41)$$

Em função da complexidade apresentada pelo equacionamento

das derivadas, preferiu-se validá-lo por meio do *software* PSIM, para evitar que qualquer erro de cálculo passasse despercebido. O circuito simulado é apresentado na Figura A.7, no qual utilizou-se de um módulo fotovoltaico de parâmetros quaisquer e de blocos matemáticos para obtenção das curvas desejadas.

Os resultados da simulação foram então importados para o *software* Matlab, por meio do qual se esboçaram as curvas advindas da simulação e do equacionamento, sobrepondo-as. Os gráficos são apresentados na Figura A.8, na qual estão representadas as grandezas  $I$ ,  $P$ ,  $dI/dV$ , e  $dP/dV$ , em função da tensão  $V$ .

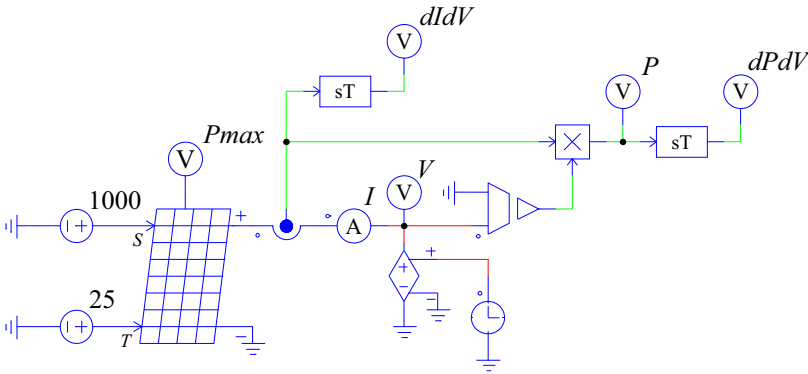


Figura A.7 – Circuito simulado para validação das derivadas.

Consideram-se validados os cálculos das derivadas realizados neste apêndice. As equações de interesse estão replicadas em (A.42).

$$\frac{dI}{dV} = - \frac{\frac{qI_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{1}{R_p}}{\frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} + \frac{R_S}{R_p} + 1}$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{I_F^{ref} - I_0^{ref} \left\{ \left[ 1 + \frac{q(V - R_S I)}{AkT_K} \right] e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}} - 1 \right\} - \frac{2V}{R_p}}{1 + \frac{R_S}{R_p} + \frac{qR_S I_0^{ref}}{AkT_K} e^{\frac{q(R_S I + V)}{AkT_K}}} \quad (A.42)$$

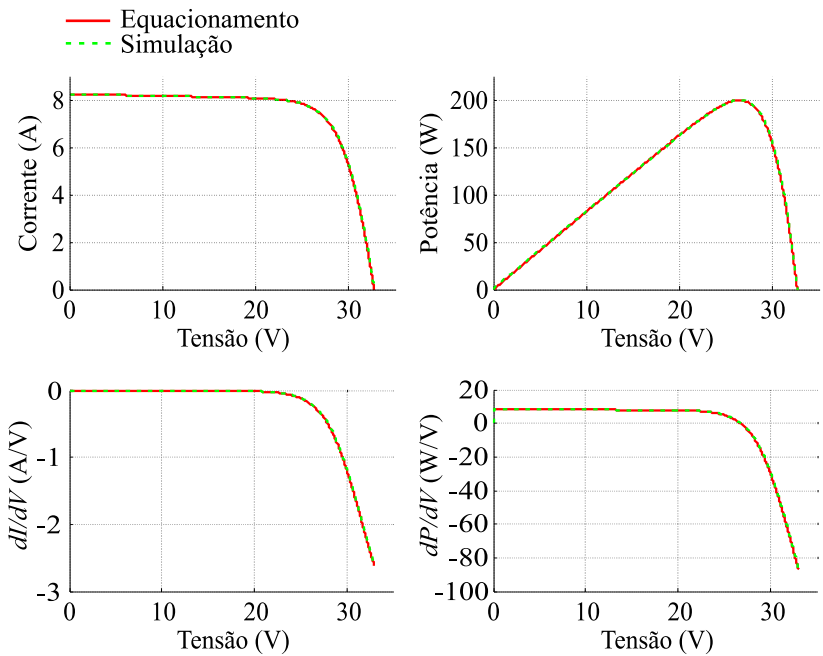


Figura A.8 – Resultados de simulação comparados com curvas do equacionamento.



# APÊNDICE B

## B.1 CÓDIGO EM MATLAB PARA SOLUÇÃO DO SISTEMA DE CINCO EQUAÇÕES TRANSCENDENTAIS NÃO LINEARES

```
% Configurações iniciais
clear all; close all; clc;

% Parâmetros
ns = 54;
np = 1;
VMPref = 24.89;
IMPref = 6.91;
VCAREf = 31.74;
ICCREf = 7.51;
Tref = 36.1;

% Conversão para grandezas da célula
I1 = ICCref/np; V1 = 0/ns;
I2 = IMPref/np; V2 = VMPref/ns;
I3 = 0/np;      V3 = VCAREf/ns;

% Constantes
TKref = Tref+273.15;
k = 1.38064852e-23;
q = 1.60217662e-19;

% Critérios de convergência
tol = 1e-9;
Maxinter = 1e6;
options = optim-
tim-
set('TolFun',tol,'TolX',tol,'MaxIter',Maxinter,'MaxFunEvals',Ma
xinter);
```

```
% Sistema de equações não lineares
fun = @(x) [ x(1)-x(2)*1e-9*(exp(q*(I1*x(4)+V1)/x(3)/k/TKref)-
1)-(I1*x(4)+V1)/x(5)-I1;
            x(1)-x(2)*1e-9*(exp(q*(I2*x(4)+V2)/x(3)/k/TKref)-
1)-(I2*x(4)+V2)/x(5)-I2;
            x(1)-x(2)*1e-9*(exp(q*(I3*x(4)+V3)/x(3)/k/TKref)-
1)-(I3*x(4)+V3)/x(5)-I3;
            x(1)-2*V2/x(5)-x(2)*1e-9*((1+q/x(3)/k/TKref*(V2-
I2*x(4)))*exp(q/x(3)/k/TKref*(I2*x(4)+V2))-1);
            x(4)+x(2)*1e-9*q/x(3)/k/TKref*x(5)*(x(4)-
x(5))*exp(q/x(3)/k/TKref*(I1*x(4)+V1)) ];

% Condições iniciais
x0 = [ICCref 100 1.5 0.001 1];

% Solução numérica
sol = fsolve(fun,x0,options);
IPHref = sol(1)
I0ref = sol(2)*1e-9
A = sol(3)
Rs = sol(4)
Rp = sol(5)
```

## B.2 CÓDIGO EM MATLAB PARA SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO MODELO DE GERADORES FOTOVOLTAICOS

```
% Configurações iniciais
clear all; close all; clc;

% Valores de irradiação e temperatura ambientes
S = 1000;
TC = 25;

% Constantes físicas
k = 1.3806503e-23;
q = 1.60217646e-19;
Eg = 1.21;

% Parâmetros da equação modelo
ns = 54;
np = 1;
Sref = 929;
TCref = 36.1;
IPHref = 7.51309;
I0ref = 3.47941e-07;
A = 1.3065;
RS = 0.00534828;
RP = 12.9968;
uICC = 3.18e-3;
```



```

% Temperatura em Kelvin
TKref = TCref+273.15;
TK = TC+273.15;

% Vetor de tensão para simulação
Vi = 0;
dV = 0.1;
Vf = 35;
V = [Vi:dV:Vf];

% Conversão para grandezas da célula
IPHref = IPHref/np;
uICC = uICC/np;
V = V/ns;

% Parâmetros nas condições de operação
I0 = I0ref*(TK/TKref)^3*exp(q*Eg*(1/TKref-1/TK)/A/k);
IPH = (S/Sref)*IPHref+uICC*(TC-TCref);

% Inicialização do método numérico
tol = 1e-9;
Maxinter = 500e3;
options = optim-
tim-
set('TolFun',tol,'TolX',tol,'MaxIter',Maxinter,'MaxFunEvals',Ma
xinter);
x0 = 0;

% Solução numérica da equação modelo
for n=1:length(V)
    I(n) = fsolve(@(x) IPH-x-I0*(exp(q*(V(n)+RS*x)/A/k/TK)-1)-
(V(n)+RS*x)/RP,x0,options);
end

% Conversão para grandezas do módulo
V = V*ns;
I = I*np;

% Plot da curva de corrente por tensão
plot(V,I,'r','linewidth',2);
xlabel('Tensão de saída (V)');
ylabel('Corrente de saída (A)');
axis([0 35 0 9]);
grid;

```



## APÊNDICE C

### EXPERIMENTAÇÃO DO MODELO COM OUTROS GERADORES FOTOVOLTAICOS

A Tabela C.1 referencia as figuras e as tabelas que apresentam, respectivamente, o resultado experimental e os principais parâmetros de cada um dos módulos ensaiados com o equipamento da Figura C.1.

Tabela C.1 – Módulos ensaiados, seus fabricantes e referências das figuras e tabelas que apresentam resultados experimentais e parâmetros calculados.

Fabricante	Módulo	Resultados experimentais	Principais parâmetros
<i>Kyocera</i>	KB260-6BPA	Figura C.2	Tabela C.2
DYA Energia	SV250D20M	Figura C.3	Tabela C.3
Solar	SV290D24S	Figura C.4	Tabela C.4
<i>Canadian Solar</i>	CS6P-250P	Figura C.5	Tabela C.5



Figura C.1 – *ProfiTest PV*, equipamento utilizado nos ensaios.

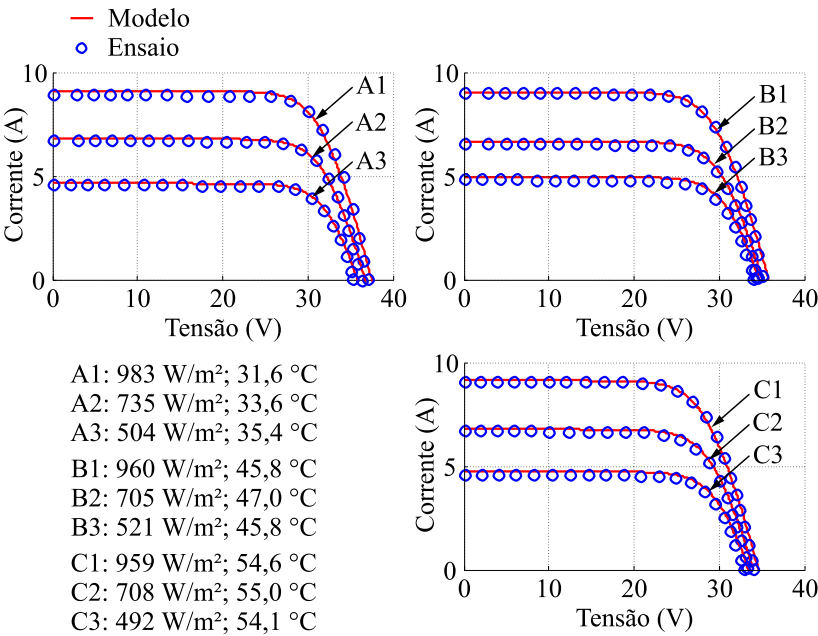


Figura C.2 – Resultados experimentais do módulo KB260-6BPA.

Tabela C.2 – Principais parâmetros do módulo KB260-6BPA.

Grandeza	PSIM	Valor
$n_s$	Ns	60
$S^{ref}$	S0	960 W/m <sup>2</sup>
$T^{ref}$	Tref	45,8 °C
$R_s$	Rs	0,00743061 Ω
$R_p$	Rsh	29,1824 Ω
$I_F^{ref}$	Isc0	8,95228 A
$I_0^{ref}$	Is0	$2,97521 \times 10^{-8}$ A
$E_g$	Eg	1,21 eV
$A$	A	1,10592
$\mu_{ICC}$	Ct	0,0055 A/°C

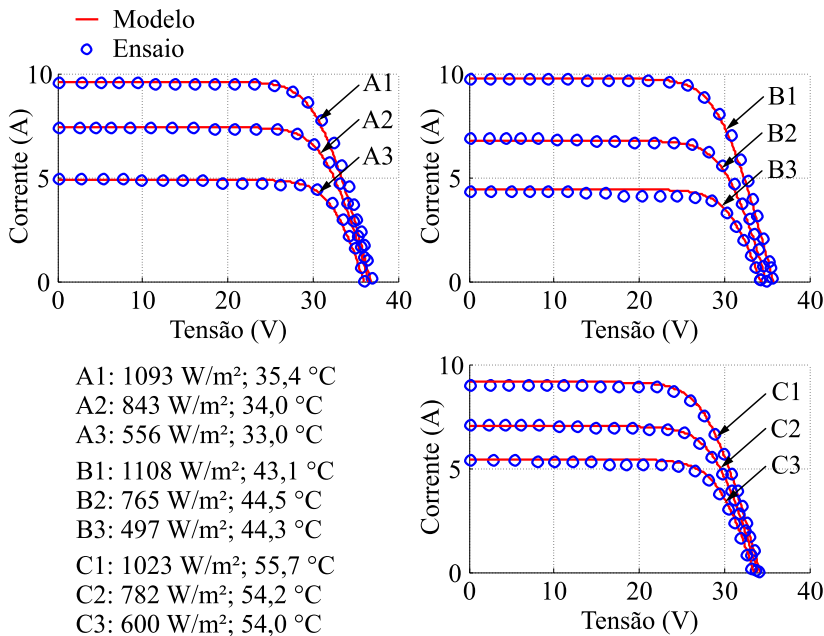


Figura C.3 – Resultados experimentais do módulo SV250D20M.

Tabela C.3 – Principais parâmetros do módulo SV250D20M.

Grandeza	PSIM	Valor
$n_s$	Ns	60
$S^{ref}$	S0	1108 W/m <sup>2</sup>
$T^{ref}$	Tref	43,1 °C
$R_s$	Rs	0,00742581 Ω
$R_p$	Rsh	50,5376 Ω
$I_F^{ref}$	Isc0	9,73143 A
$I_0^{ref}$	Is0	6,30231 x 10 <sup>-9</sup> A
$E_g$	Eg	1,21 eV
$A$	A	1,03371
$\mu_{ICC}$	Ct	0,006 A/°C

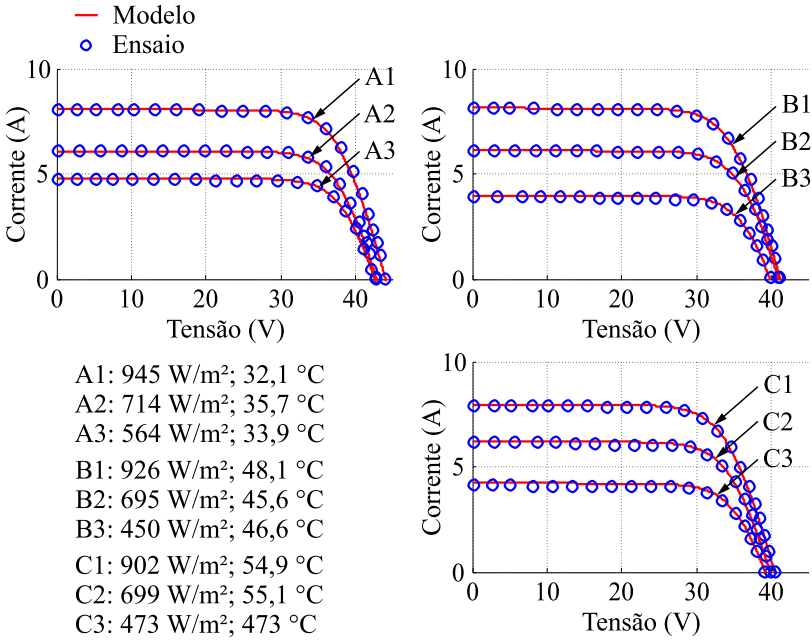


Figura C.4 – Resultados experimentais do módulo SV290D24S.

Tabela C.4 – Principais parâmetros do módulo SV290D24S.

Grandeza	PSIM	Valor
$n_s$	Ns	72
$S^{ref}$	S0	926 W/m <sup>2</sup>
$T^{ref}$	Tref	48,1 °C
$R_s$	Rs	0,00668603 Ω
$R_p$	Rsh	20,2294 Ω
$I_F^{ref}$	Isc0	7,99264 A
$I_0^{ref}$	Is0	$9,43495 \times 10^{-8}$ A
$E_g$	Eg	1,21 eV
$A$	A	1,1375
$\mu_{ICC}$	Ct	0,006 A/°C

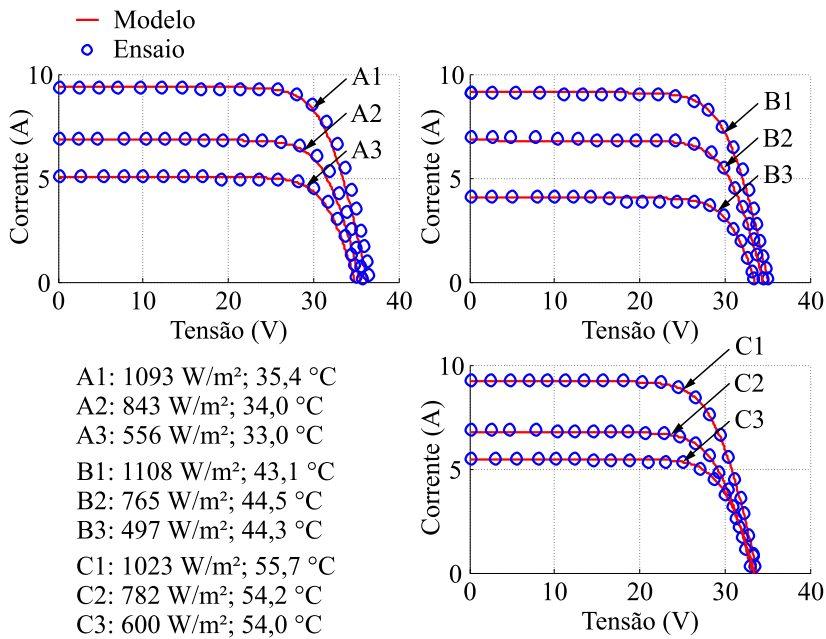


Figura C.5 – Resultados experimentais do módulo CS6P-250P.

Tabela C.5 – Principais parâmetros do módulo CS6P-250P.

Grandeza	PSIM	Valor
$n_s$	Ns	60
$S^{ref}$	S0	992 W/m <sup>2</sup>
$T^{ref}$	Tref	46,8 °C
$R_s$	Rs	0,00518797 Ω
$R_p$	Rsh	27,1735 Ω
$I_F^{ref}$	Isc0	8,96171 A
$I_0^{ref}$	Is0	$4,65356 \times 10^{-8}$ A
$E_g$	Eg	1,21 eV
$A$	A	1,10481
$\mu_{ICC}$	Ct	0,0058 A/°C





## APÊNDICE D

### OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO *LCL* COM AMORTECIMENTO PASSIVO CAPACITIVO-RESISTIVO

Deseja-se obter a função de transferência que relaciona a corrente de saída  $i_r$  e a tensão de entrada  $v_{ab}$  do filtro *LCL* amortecido. Para facilitar sua obtenção, representa-se o ramo central do filtro, em destaque na Figura D.1, por uma impedância  $Z$ .

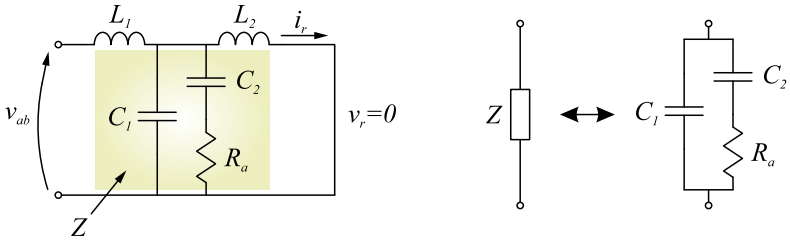


Figura D.1 – Filtro *LCL* com amortecimento capacitivo-resistivo.

Essa impedância corresponde à associação paralela do capacitor  $C_1$  com o ramo amortecedor  $C_2$ - $R_a$ . Seu cálculo é feito segundo (D.1).

$$Z = \frac{1}{sC_1} \parallel \left( \frac{1}{sC_2} + R_a \right) = \frac{\frac{1}{sC_1} \left( \frac{1}{sC_2} + R_a \right)}{\frac{1}{sC_1} + \left( \frac{1}{sC_2} + R_a \right)} \quad (D.1)$$

$$Z = \frac{sC_2R_a + 1}{s^2C_1C_2R_a + s(C_1 + C_2)}$$

Analisando, em seguida, o circuito com a impedância  $Z$ , extraem-se as equações (D.2) e (D.3) para as respectivas malhas A e B na Figura D.2.

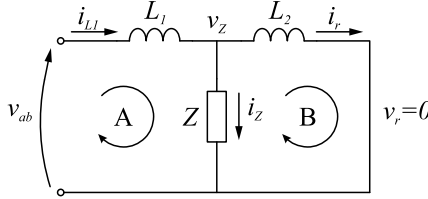


Figura D.2 – Análise do circuito do filtro  $LCL$ .

$$-v_{ab} + i_{L1}sL_1 + i_Z Z = 0 \quad (D.2)$$

$$-i_Z Z + i_r sL_2 = 0 \quad (D.3)$$

Da análise no nó  $v_Z$ , escreve-se a expressão (D.4).

$$i_{L1} = i_Z + i_r \quad (D.4)$$

Substituindo (D.4) em (D.2) e isolando  $v_{ab}$ , determina-se (D.5).

$$v_{ab} = (i_Z + i_r)sL_1 + i_Z Z = i_Z (sL_1 + Z) + i_r sL_1 \quad (D.5)$$

Isolando  $i_Z$  na equação (D.3), substituindo em (D.5) e manipulado a expressão resultante, obtém-se (D.6).

$$v_{ab} = i_r \frac{sL_2}{Z} (sL_1 + Z) + i_r sL_1 = i_r \left[ \frac{s^2 L_1 L_2}{Z} + s(L_1 + L_2) \right] \quad (D.6)$$

Por fim, substitui-se o valor previamente calculado em (D.1) para a impedância  $Z$  na expressão (D.6). Após a devida manipulação algébrica, determina-se a função de transferência desejada, expressa em (D.7).

$$\left. \frac{i_r(s)}{v_{ab}(s)} \right|_{v_r(s)=0} = \frac{sC_2 R_a + 1}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 R_a + s^3 L_1 L_2 (C_1 + C_2) + s^2 (L_1 + L_2) C_2 R_a + s(L_1 + L_2)} \quad (D.7)$$

# APÊNDICE E

## E.1 VALIDAÇÃO DO MODELO MÉDIO DE GRANDES SINAIS

Para confirmar se o modelo médio de grandes sinais obtido para o conversor cc-ca é válido, realizou-se uma simulação que compara algumas de suas grandezas com o modelo comutado. O circuito simulado no PSIM está mostrado na Figura E.1.

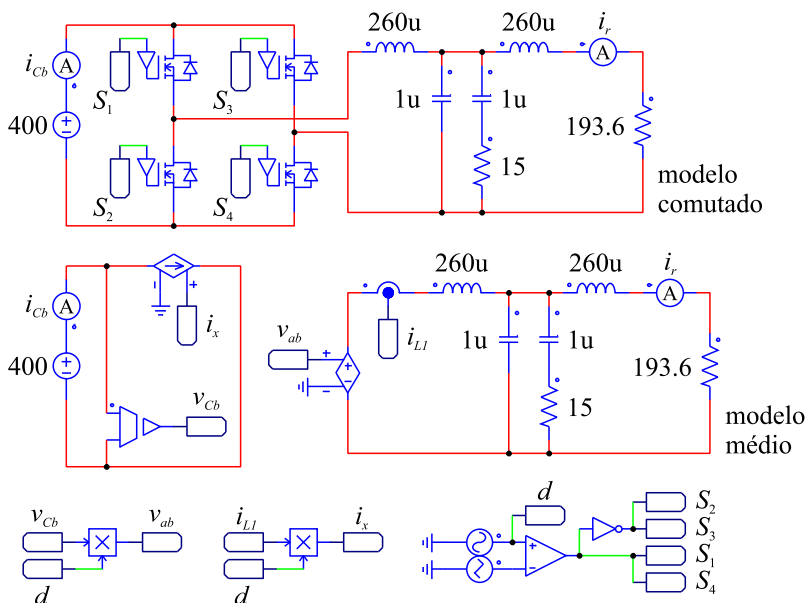


Figura E.1 – Circuito simulado do conversor cc-ca para validação.

Para determinar a amplitude da senóide de referência aplicada ao modulador dois níveis, recorre-se à equação (3.27), repetida em (E.1) por conveniência. Deseja-se que o valor médio quase instantâneo da tensão  $v_{ab}$  seja senoidal, com valor eficaz de 220 V e frequência de 60 Hz. Nesse sentido, e considerando  $v_{Cb}$  constante e igual a 400 V, (E.1) torna-se (E.2). O coeficiente  $M$  é chamado índice de modulação.

$$\langle v_{ab} \rangle_{T_s} = \frac{v_{Ci}}{\underbrace{V_{tri}}_d} v_{Cb} \quad (E.1)$$

$$d = \frac{220\sqrt{2}}{\underbrace{400}_{M=0,778}} \text{sen}(\omega t) \quad (E.2)$$

Para que a razão cíclica desejada em (E.2) seja gerada, é necessário aplicar um sinal de controle  $v_{Ci}$  de frequência 60 Hz e amplitude  $V_{Ci}$  a ser determinada, como mostra (E.3).

$$d = \frac{v_{Ci}}{V_{tri}} = \frac{V_{Ci}}{V_{tri}} \text{sen}(\omega t) \quad (E.3)$$

Igualando (E.3) a (E.2), determina-se que a amplitude da senóide de referência deve ter valor igual ao índice de modulação multiplicado pelo valor de pico da onda triangular modulante, conforme (E.4). Na simulação realizada, optou-se por manter unitário o valor de pico da triangular, que resume a obtenção da amplitude da senóide de referência ao cálculo do índice de modulação  $M$ .

$$V_{Ci} = V_{tri} M \quad (E.4)$$

Dessa forma, a fonte senoidal de referência foi ajustada em 60 Hz de frequência e 0,778 de amplitude. O resistor de saída, por sua vez, foi calculado de maneira que o sistema processasse 250 W de potência. Os demais elementos da simulação foram oportunamente determinados nos capítulos deste relatório.

Os resultados dessa simulação são apresentados na Figura E.2.

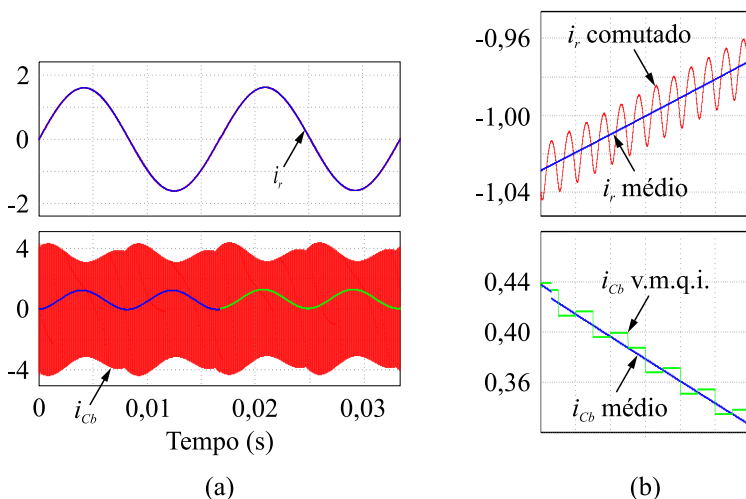


Figura E.2 – Resultados do circuito simulado para validação do modelo médio de grandes sinais do conversor cc-ca.

A Figura E.2(a) mostra as formas de onda de duas grandezas simuladas: a corrente de saída  $i_r$  e a corrente de barramento  $i_{cb}$ . Os resultados para o modelo comutado e para o modelo médio estão sobrepostos. A Figura E.2(b) dá destaque à comparação e mostra que o modelo segue efetivamente um comportamento médio em relação aos valores oscilantes do conversor comutado. No caso da corrente  $i_{cb}$ , que apresenta oscilação de amplitude elevada, a comparação foi feita entre o resultado do modelo médio de grandes sinais e o valor médio quase instantâneo (v.m.q.i.) da grandeza no circuito comutado.

Fica, portanto, validado o modelo médio de grandes sinais do conversor cc-ca.

## E.2 VALIDAÇÃO DA PLANTA DE CORRENTE DE SAÍDA POR RAZÃO CÍCLICA

A planta a ser validada possui a função de transferência calculada em (3.32), repetida em (E.5) por comodidade. Os parâmetros dessa função estão reunidos na Tabela 3.3 e na Tabela 3.4.

$$G_{id} = \left. \frac{i_r(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\substack{y_r(s)=0 \\ v_{Cb}(s)=0}} = \quad (E.5)$$

$$\frac{V_{Cb}(sC_2R_a + 1)}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 R_a + s^3 L_1 L_2 (C_1 + C_2) + s^2 (L_1 + L_2) C_2 R_a + s (L_1 + L_2)}$$

Substituindo-se os valores dos parâmetros, tem-se (E.6).

$$G_{id} = \frac{0,006s + 400}{1,014 \times 10^{-18} s^4 + 1,352 \times 10^{-13} s^3 + 7,8 \times 10^{-9} s^2 + 5,2 \times 10^{-4} s} \quad (E.6)$$

Os coeficientes dessa função de transferência foram inseridos no circuito de simulação da Figura E.3 por meio do bloco H(s). O circuito foi então submetido à análise em frequência (análise ac). A magnitude e a fase da relação entre a corrente de saída  $i_r$  e a razão cíclica  $d$  (conhecida também como planta  $G_{id}$ ) do modelo comutado e da função de transferência foram, então, comparadas.

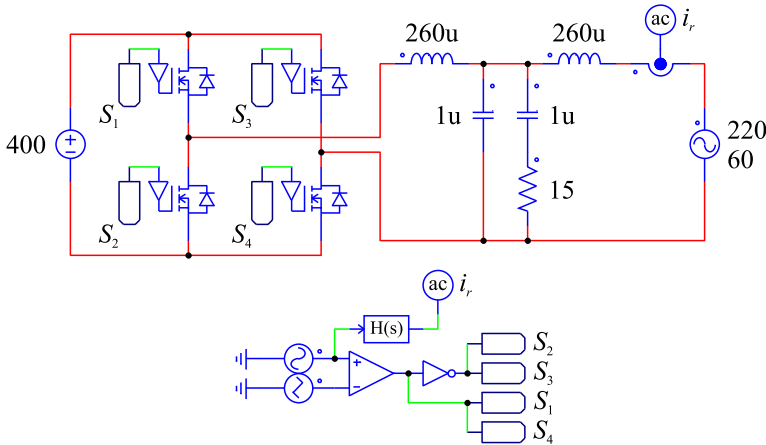


Figura E.3 – Circuito simulado para validação da planta  $G_{id}$  de pequenos sinais.

A Figura E.4 mostra o resultado, na qual as curvas do diagrama de Bode da planta  $G_{id}$  para o modelo comutado e para o modelo de pequenos sinais se encontram sobrepostas.

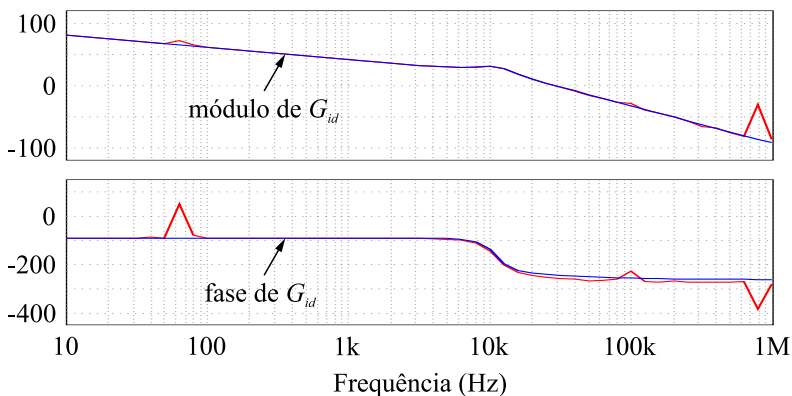


Figura E.4 – Validação em frequência da função de transferência da planta  $G_{id}$ .

### E.3 VALIDAÇÃO DA PLANTA DE TENSÃO DE ENTRADA POR CORRENTE DE SAÍDA

A última validação a ser feita neste apêndice corresponde à da planta de tensão do barramento de entrada ( $v_{Cb}$ ) pela corrente de saída ( $i_r$ ). O circuito simulado é apresentado na Figura E.5.

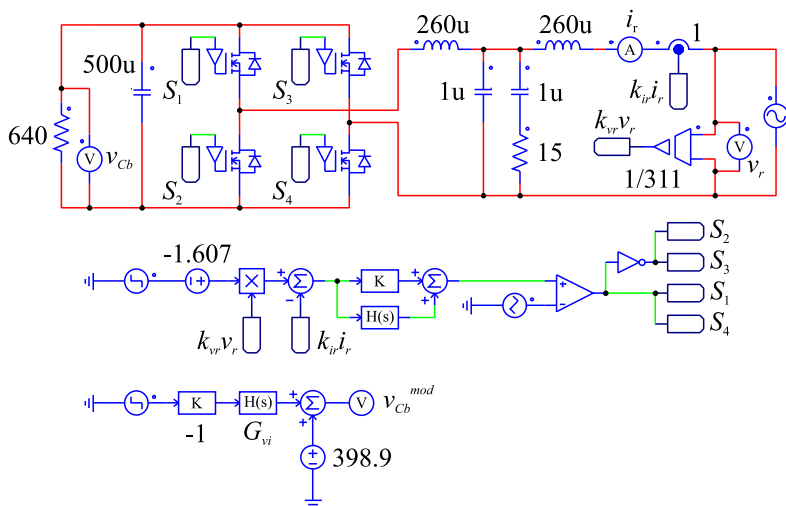


Figura E.5 – Circuito simulado para validação da planta  $G_{vi}$  de pequenos sinais.

A amplitude da referência de corrente foi configurada para -1,607

A (negativo, por operar como retificador), que resulta no processamento de 250 W de potência e mantém o barramento em aproximadamente 400 V para o valor do resistor de carga selecionado. A esse ponto de operação foi dado um degrau na amplitude de corrente, simultaneamente no modelo comutado e no modelo de pequenos sinais. O resultado pode ser visualizado na Figura E.6. O ganho K de valor -1 se faz necessário uma vez que um aumento na amplitude de corrente gera um afundamento na tensão do barramento; e o modelo de pequenos sinais determinado não carrega esse comportamento de inversão.

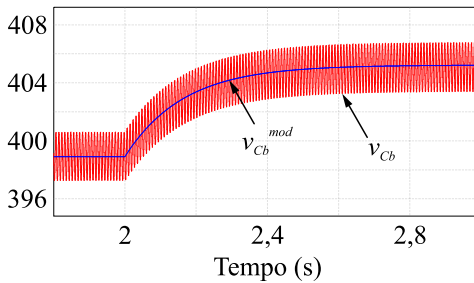


Figura E.6 – Validação da função de transferência da planta  $G_{vi}$ .



# APÊNDICE F

## F.1 CÓDIGO EM MATLAB PARA PROJETO DO COMPENSADOR PROPORCIONAL + RESSONANTE DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

```
% Configurações iniciais
clear all; close all; clc;
set(cstprefs.tbxprefs, 'FrequencyUnits', 'Hz');

% Parâmetros
L1 = 260e-6;
L2 = L1;
C1 = 1e-6;
C2 = C1;
Ra = 15;
VCb = 400;

% Planta de corrente por razão cíclica
Gid = tf([VCb*C2*Ra VCb], [L1*L2*C1*C2*Ra L1*L2*(C1+C2)
(L1+L2)*C2*Ra (L1+L2) 0]);

% Parâmetros da malha de controle de corrente
kpwm = 1;
ki = 1;

% FTMA não compensada de corrente
FTMAnci = kpwm*Gid*ki;
figure; bode(FTMAnci); grid;

% Projeto de um controlador PR para a malha de corrente
wci = 2*pi*1.5e3;
wr = 2*pi*60;
[modi, fasei] = bode(FTMAnci, wci);
kp = 1/modi;
wa = 0.01;
kr = 5000;
```

```

s = tf('s');
Cr = 2*kr*wa*s/(s^2+2*wa*s+wr^2)
Cp = kp
Ci = Cr+Cp;

% FTMA compensada de corrente
FTMAci = Ci*FTMAnci;
figure; margin(FTMAci); grid;

% Análise de estabilidade utilizando Nyquist e LGR da malha de
corrente
figure; rlocus(FTMAci);
figure; nyquist(FTMAci);

```

## F.2 CÓDIGO EM MATLAB PARA PROJETO DO COMPENSADOR PROPORCIONAL + INTEGRADOR DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA

```

% Configurações iniciais
clear all; close all; clc;
set(cstprefs.tbxprefs, 'FrequencyUnits', 'Hz');

% Parâmetros
P = 250;
Vp = 311;
VCb = 400;
f = 60;
Cb = 500e-6;
Rc = 650;

% Planta de tensão por corrente
Gvi = tf([Vp], [2*VCb*Cb 4*VCb/Rc]);

% Parâmetros da malha de controle de tensão
kvr = 1/311;
kir = 1;
kvCb = 1;
km = kvr*Vp;

% FTMA não compensada de tensão
FTMAncv = km*Gvi*kvCb/kir;
figure; margin(FTMAncv); grid;

% Projeto de um controlador PI para a malha de tensão
wcv = 2*pi*10;
Mf = 70*pi/180;
[modv, fasev] = bode(FTMAncv, wcv);
wz = wcv/tan(Mf-(pi/2)-((fasev*pi)/180));
kpi = wcv/(modv*sqrt(wcv^2+wz^2));
s = tf('s');
Cv = kpi*(s+wz)/s

```

```
% FTMA compensada de tensão
FTMAcv = Cv*FTMAncv;
figure; margin(FTMAcv); grid;

% Análise de estabilidade utilizando Nyquist e LGR da malha de
tensão
figure; rlocus(FTMAcv);
figure; nyquist(FTMAcv);
```



## APÊNDICE G

### REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DO VALOR DE CORRENTE NO INDUTOR $L_1$ POR MODULAÇÃO COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Na Seção 3.4.2 foi posto, para cálculo da ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , que as correntes de alta frequência circulam, majoritariamente, pelo capacitor  $C_l$  do filtro  $LCL$ . Partindo-se dessa afirmação, reduz-se o circuito mostrado na Figura G.1(a) ao da Figura G.1(b). Diferentemente da simplificação apresentada na Figura 3.17 (semelhante a esta), a Figura G.1(b) mantém o capacitor  $C_l$  no circuito, pois se deseja preservar a influência da tensão da rede elétrica na análise que se segue.

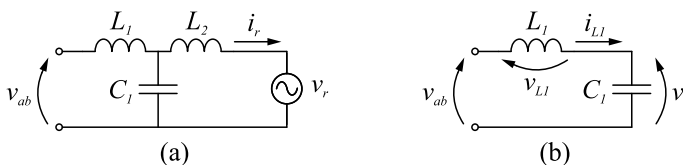


Figura G.1 – Filtro  $LCL$  sem amortecimento (a) e seu equivalente para grandezas na frequência de comutação (b).

A tensão  $v_{L1}$  no indutor é igual à taxa de variação da corrente  $i_{L1}$  no tempo multiplicada pelo valor da indutância de  $L_1$ . A partir desse princípio, escreve-se (G.1), sabendo-se que no intervalo  $\Delta t$  (menor que um período de comutação) as tensões  $v_{ab}$  e  $v_r$  são constantes.

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{ab} - V_r) \Delta t}{L_1} \quad (G.1)$$

Considerando  $\Delta t$  como o intervalo em que os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a conduzir, a Figura 3.24 mostra que sua duração é igual à soma dos intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$ . Nesse período, a tensão  $V_{ab}$  assume o valor de tensão do barramento cc ( $V_{Cb}$ ). Escreve-se, portanto, (G.2), lembrando que  $\Delta t_1$  é igual a  $\Delta t_3$  na modulação proposta (Seção 3.5.2).

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{Cb} - V_r)(\Delta t_1 + \Delta t_3)}{L_1} = \frac{(V_{Cb} - V_r)2\Delta t_1}{L_1} \quad (G.2)$$

O intervalo  $\Delta t_1$  foi definido pela equação (3.24), repetida em (G.3), por comodidade. Pode-se reescrevê-la por (G.4) em termos do índice de modulação  $M$ , definido pela expressão (E.4) do Apêndice E.

$$\Delta t_1 = \frac{(v_{Ci} + V_{tri})T_s}{4V_{tri}} \quad (G.3)$$

$$\Delta t_1 = \frac{(M + 1)T_s}{4} \quad (G.4)$$

Substituindo-se (G.4) em (G.2), tem-se (G.5), expressão validada por meio de simulação, com o resultado mostrado na Figura G.2.

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{Cb} - V_r)(M + 1)T_s}{2L_1} \quad (G.5)$$

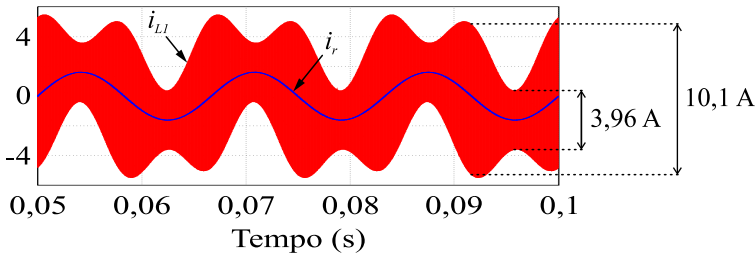


Figura G.2 – Resultado de simulação para análise na ondulação em  $L_1$  com frequência fixa.

A Tabela G.1 apresenta os parâmetros utilizados na simulação. Dois pontos particulares foram escolhidos para validação da análise matemática exposta: o pico e o cruzamento por zero de  $i_r$ . Substituindo-

se os parâmetros na equação (G.5), podem-se confirmar os valores de ondulação na corrente  $i_{LI}$  destacados na figura. Nota-se, como visto nos resultados de simulação e experimentais da dissertação, que a maior ondulação de corrente se concentra nas proximidades do cruzamento por zero da corrente  $i_r$ .

Tabela G.1 – Parâmetros de simulação para validação de (G.5).

Grandeza	Valor
Valor de tensão do barramento cc ( $V_{Cb}$ )	400 V
Período de comutação ( $T_s$ )	10 $\mu$ s
Valor de indutância do indutor de alta frequência ( $L_I$ )	200 $\mu$ H
Valor de tensão da rede no cruzamento por zero de $i_r$ ( $V_r^{zero}$ )	0 V
Índice de modulação no cruzamento por zero de $i_r$ ( $M_r^{ero}$ )	0
Valor de tensão da rede no valor de pico de $i_r$ ( $V_r^{pico}$ )	311 V
Índice de modulação no valor de pico de $i_r$ ( $M_r^{pico}$ )	0,7778

Propõe-se, assim sendo, aumentar a frequência de comutação na região do cruzamento por zero de  $i_r$  e, conseqüentemente, reduzir o valor de  $\Delta I_{LI}$  nessa região. A variação em  $f_s$  se dará senoidalmente, de maneira a assumir 100 kHz no pico de  $i_r$  e 200 kHz no cruzamento por zero. A viabilidade matemática dessa técnica é justificada pela própria expressão (G.5), na qual a ondulação  $\Delta I_{LI}$  é diretamente proporcional ao período de comutação  $T_s$ .

A Figura G.3 mostra o resultado de simulação do estágio cc-ca operando com frequência variável. Percebe-se, como esperado, que a ondulação no valor da corrente  $i_{LI}$  (no cruzamento por zero de  $i_r$ ) reduziu-se pela metade se comparada à ondulação da Figura G.2.

Para validar experimentalmente a proposta apresentada neste apêndice, aplicou-se a técnica de frequência variável ao protótipo de microinversor. Para variar a frequência de comutação do conversor cc-ca, de 100 a 200 kHz, aplicou-se um sinal senoidal ao registrador do

DSC responsável por configurar o período de comutação dos módulos PWM. O mesmo sinal senoidal foi aplicado aos registradores de comparação do DSC, multiplicado pela ação de controle, buscando manter a razão cíclica dependente unicamente do controle (e independente da variação de frequência). Os resultados experimentais estão mostrados na Figura G.4.

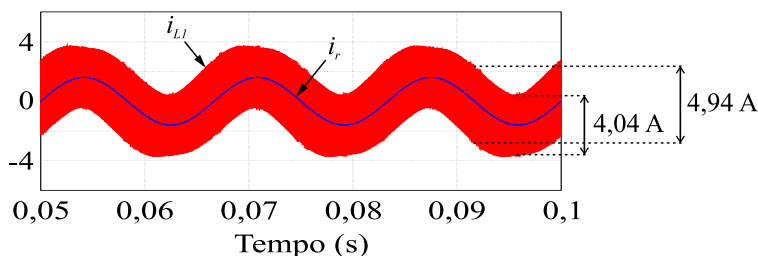


Figura G.3 – Resultado de simulação para análise na ondulação em  $L_f$  com frequência variável.

O intuito do ensaio era validar a técnica proposta e, por isso, foi realizado de maneira simples, com o conversor operando em malha aberta, com carga resistiva na saída e com tensão de 200 V no barramento cc. Com a utilização da frequência fixa (Figura G.4(a)), o rendimento apontou 90,3 %; já com frequência variável (Figura G.4(b)), obteve-se 91,7 %. Conclui-se que essa proposta se mostra promissora na redução das perdas do conversor.

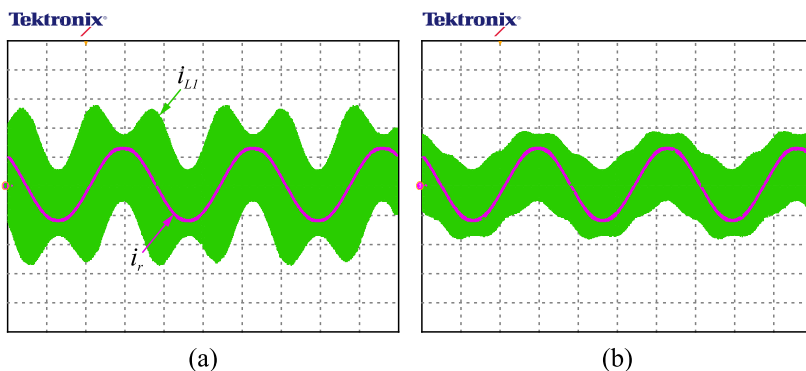


Figura G.4 – Resultado experimental da ondulação em  $L_f$  com frequência fixa (a) e variável (b). Escalas – tempo: 5 ms/div;  $i_r$ : 500 mA/div;  $i_{L_f}$ : 1 A/div.